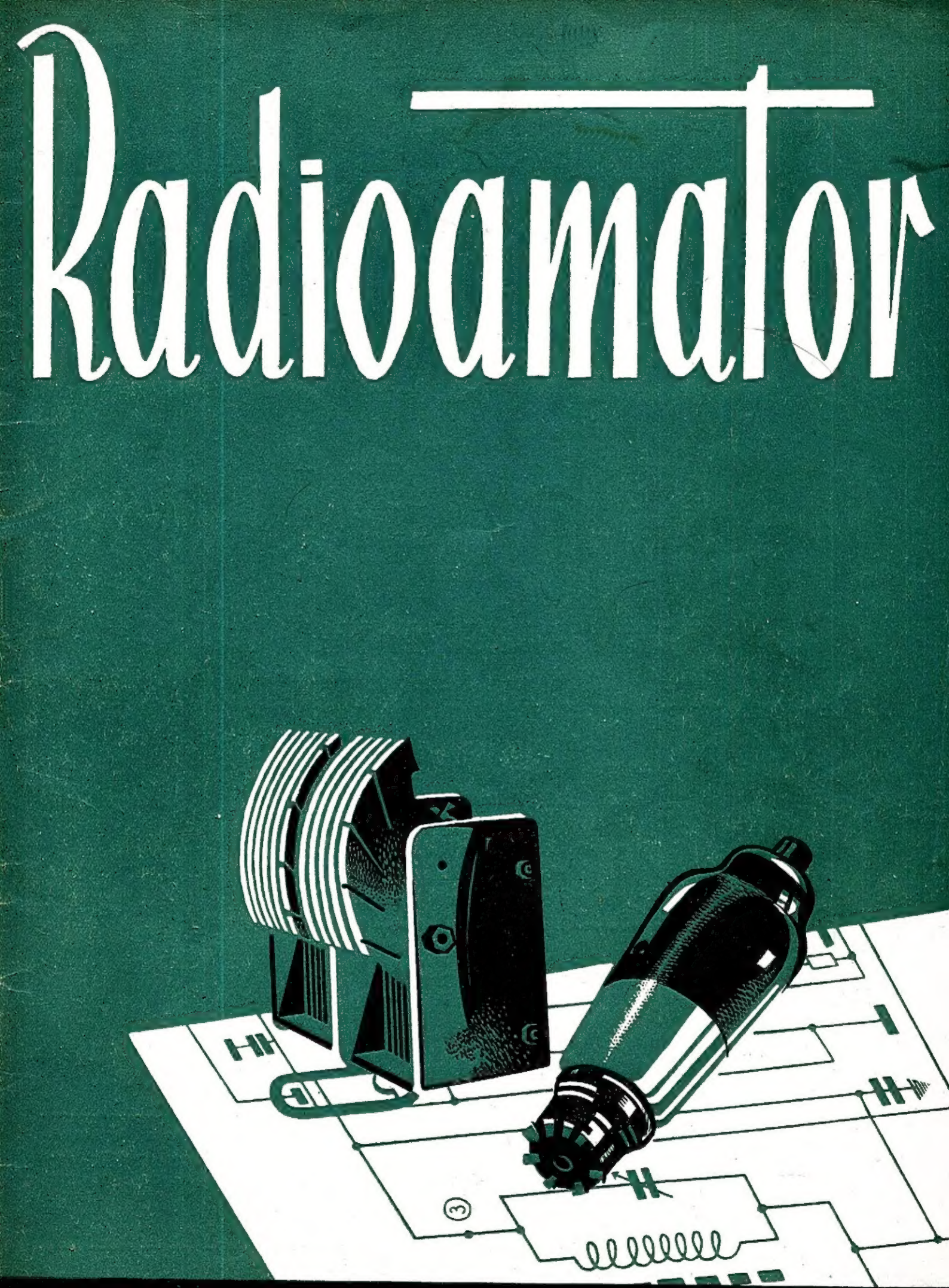
Radioamator



ROK V STYCZEŃ 1955 R. NR 1

TREŚĆ NUMERU:

	str.
ELPEŻETOWCY NA ZAWODACH W LENINGRADZIE — *M. Konieczny*	1
REALIZACJA PLANU SZKOLENIA ŁĄCZNOŚCIOWCÓW LPŻ — *M. Rybak*	3
MIKROFON POJEMNOŚCIOWY — *A. Musioł*	4
RADIO NA TARGACH LIPSKICH — *K. L.*	9
ODBIORNIK ZAAWANSOWANEGO KRÓTKOFALOWCA (cz. II) — *W. Nietyksza SP5FM*	10
PIĘĆ PASM BEZ PRZEŁĄCZNIKA — *mgr inż. Z. Bieńkowski SP7LB*	12
WYNIKI MIĘDZYNARODOWYCH ZAWODÓW KRÓTKOFALARSKICH W ROCZNICĘ ŚMIERCI A. POPOWA	15
ZAWODY „HELVETIA 22" W 1955 ROKU	16
STAŁE WSPÓŁZAWODNICTWO NADAWCÓW I NASŁUCHOWCÓW „SWNN"	17
Z ŻYCIA SEKCJI ŁĄCZNOŚCI LPŻ W RZESZOWIE — *S. Kopeć*	18
NA PASMACH AMATORSKICH	18
O DOBORZE ELEMENTÓW OBWODÓW W. CZ. W ODBIORNIKU SUPERHETERODYNOWYM — *mgr inż. Z. Kachlicki SP3KP*	19
GRUPOWE ŹRÓDŁA DŹWIĘKU — *inż. J. Bartkiewicz*	23
OBLICZANIE CEWEK NA RDZENIACH FERROMAGNETYCZNYCH	28
BUDUJEMY KOLBĘ DO LUTOWANIA	28
PORADY	30
WYMIANA	30
NOMOGRAM: OBLICZANIE TRANSFORMATORA SIECIOWEGO MAŁEJ MOCY	31

Uwaga Czytelnicy!

Zamówienia na numery RADIOAMATORA z roku 1954 (prócz n-rów 1 i 2) oraz bieżące przyjmuje obecnie Magazyn WK, Warszawa, ul. Widok 8, po przesłaniu należności pocztą.

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawca Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52. REDAGUJE KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Żurawia 24a, m. 21. Telefon 821-08.

WARUNKI PRENUMERATY: półrocznie 27 zł, rocznie 54 zł. Prenumeratę przyjmują Urzędy pocztowe. Informacji w sprawie prenumeraty opłacanej w kraju ze zleceniem wysyłki za granicę udziela oraz zamówienia przyjmuje Oddział Wydawnictw Zagranicznych PPK „Ruch" Sekcja Eksportu, Warszawa, Aleje Jerozolimskie 110, tel. 805-05. Nakład 23.500 egz. Ark. druk. 2. Papier druk. sat. VII kl. A1. Podpisano do druku 3.I.55. Druk ukończono 9.I.55.

Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Nr Zam. 2880. 5-B-152116.

Radioamator

ROK V STYCZEŃ 1955 Nr 1

M. KONIECZNY

Elpeżetowcy na zawodach w Leningradzie

12 *LISTOPADA ubiegłego roku odleciała samolotem z Warszawy ekipa elpeżetowców, udająca się do Leningradu na Międzynarodowe Zawody Radiotelegrafistów, jakie odbyły się w dniach 18—26 listopada. W skład ekipy wchodziło sześciu zawodników i trzy osoby kierownictwa.*

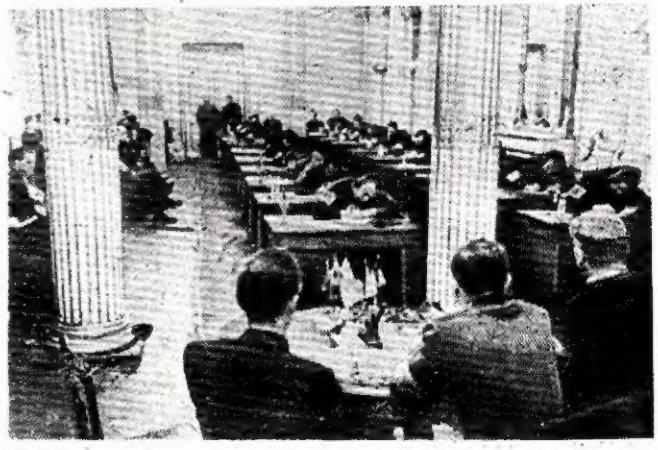
Zgodnie z regulaminem zawody zostały rozegrane w trzech konkurencjach, a mianowicie: 1) odbiór szyfrowych i cyfrowych tekstów literowych z zapisem odręcznym; 2) odbiór tekstów jawnych i cyfrowych z zapisem na maszynie; 3) nadawanie kluczem zwykłym lub automatycznym szyfrowych i cyfrowych tekstów literowych.

Przed wyjazdem wytypowani kandydaci zostali skierowani na okres od 18 października do 6 listopada ub. r. do Centralnego Ośrodka Wyszkolenia w Poznaniu, w celu odpowiedniego przygotowania się do zawodów. Treningi trwały tam w dzień i w nocy, mimo to jednak wyniki w świetle wymagań regulaminu zawodów nie dawały pełnego zadowolenia. Zawodnicy przekonali się raz jeszcze o konieczności systematycznej i codziennej pracy. Późniejszy udział w zawodach dobitnie potwierdził słuszność tej zasady.

Opuszczając kraj — ekipa nasza zdawała sobie jasno sprawę z tego, że będzie współzawodniczyć z najlepszymi w świecie mistrzami szybkiej radiotelegrafii, i że w takiej konkurencji, mimo bardzo wysokiego — jak na nasze warunki — poziomu zawodników nie może liczyć na zajęcie czołowego miejsca. Nawet w czasie lotu do Moskwy zawodnicy niejednokrotnie zaglądali jeszcze do regulaminu, jakby nie dowierzając zawartym w nim wymaganiom: odbiór liter z zapisem ręcznym: 180 znaków/min; odbiór cyfr — 220 znaków/min; odbiór tekstu jawnego z zapisem na maszynie — 240 znaków/min., cyfr — 220 znaków/min.

W czasie jednodniowego pobytu w Moskwie ekipa nasza udała się do Mauzoleum Lenina i Stalina oraz zwiedziła wspaniałą Wszechzwiązkową Wystawę Rolniczą, która dzięki swym walorom architektonicznym i eksponatom pozostawiła niezapomniane wrażenia. Zawodnicy obejrzeli również wspaniałe dziesięciomilionowe miasto — stolicę Wielkiego Związku Radzieckiego.

Dnia 13 listopada ekipy radiotelegrafistów państw uczestniczących w zawodach udały się pociągiem motorowym z Moskwy do bohaterskiego Leningradu, gdzie na dworcu kolejowym członkowie miejscowej organizacji DOSAAF owacyjnie powitali gości kwiatami.



Widok ogólny sali zawodów. Konkurencja odbioru z zapisem ręcznym.

Do czasu rozpoczęcia zawodów, tj. do 18 listopada, ekipy podziwiały wspaniałą architekturę Leningradu, zwiedziły Muzeum Lenina, Muzeum Łączności oraz słynny krążownik „Aurorę".

Podczas wycieczek — elpeżetowcy polscy wraz z zawodnikami Związku Radzieckiego, Węgier, Czechosłowacji, Bułgarii, Rumunii i obserwatorami z Chińskiej Republiki Ludowej, Niemieckiej Republiki Demokratycznej, Koreańskiej Ludowej Republiki Demokratycznej, wymienili swoje spostrzeżenia i dzielili się doświadczeniami na tematy, zarówno krótkofalarstwa, radioamatorstwa i radiotelegrafii, jak i pracy, budownictwa i kultury narodowej w swoich krajach.

Same zawody zostały przeprowadzone w Leningradzkim Domu Obrony. Domy Obrony w ZSRR — to ośrodki propagandowe działalności DOSAAF. Pod względem lokalowym, propagandowym i organizacyjnym przygotowanie zawodów stało na poziomie godnym podziwu.

W zawodach uczestniczyło 6 państw, które wystawiły po 6 zawodników. Konkurencje dla odbierających z zapisywaniem odręcznym i zapisem maszynowym odbywały się oddzielnie. Na sali odbioru zainstalowanych było 18 stanowisk. Zawody były dostępne dla publiczności, która z zainteresowaniem obserwowała przebieg poszczególnych konkurencji. Sale zawodów i pokoje poszczególnych delegacji były zradiofonizowane. Zawody trwały 9 dni. Jeden dzień przerwy przeznaczono na zwiedzenie Ermitażu. Sale tego potężnego muzeum posiadają długość 22 km, a eksponatów znajduje się tam ponad 2 miliony.

W rezultacie zaciętego, ale szlachetnego współzawodnictwa ekipa polska zajęła w klasyfikacji ogólnej czwarte miejsce za Związkiem Radzieckim, Węgrami i Czechosłowacją. Piąte miejsce zajęła ekipa Bułgarii, szóste ekipa Rumunii.

W poszczególnych konkurencjach ekipa polska zajęła: w nadawaniu kluczem — III miejsce, za Związkiem Radzieckim i Czechosłowacją; w odbiorze tekstów z zapisywaniem odręcznym — V miejsce, za Bułgarią, Związkiem Radzieckim, Węgrami i Czechosłowacją; w odbiorze tekstów z zapisem maszynowym — IV miejsce, za Związkiem Radzieckim, Węgrami i Rumunią.

Indywidualnie — wśród zawodników krajów demokracji ludowej I miejsce w nadawaniu zwykłym kluczem zajął zawodnik polski Ob. A. Gedrojć z Warszawy; w nadawaniu kluczem automatycznym I miejsce zajął zawodnik polski, W. Wysocki z Gdańska. Wyprzedzili ich tylko zawodnicy Związku Radzieckiego.

Szczegółowe wyniki z podaniem punktacji zajętych miejsc w klasyfikacji ogólnej, indywidualnej i poszczególnych konkurencjach, zostaną zamieszczone w następnym numerze RADIOAMATORA.

W międzynarodowych zawodach radiotelegraficznych w Leningradzie ustanowiono 4 pierwsze i pobito 3 dotychczasowe rekordy Polski, a mianowicie:

— w nadawaniu kluczem zwykłym literowego tekstu szyfrowego ustanowił pierwszy rekord polski Ob. A. Gedrojć z Centralnego Klubu Łączności LPŻ, nadając 128 znaków/min;

— w nadawaniu kluczem zwykłym tekstu cyfrowego ustanowił pierwszy rekord polski Ob. A. Gedrojć z Centralnego Klubu Łączności LPŻ, nadając 80 znaków/min.;

— w nadawaniu kluczem automatycznym (elektronowym) literowego tekstu szyfrowego ustanowił pierwszy rekord polski Ob. W. Wysocki z Wojewódzkiego Klubu Łączności LPŻ Gdańsk, nadając 173 znaki/min.;

— w nadawaniu kluczem automatycznym (elektronowym) tekstu cyfrowego ustanowił pierwszy rekord polski Ob. W. Wysocki z Woj. Klubu Łączności LPŻ Gdańsk, nadając 79 znaków/min. Wszystkie próby z nadawania trwały 5 minut, a ilość błędów lub zniekształceń znaków nie mogła przekroczyć 10;

— w odbiorze cyfr z zapisywaniem odręcznym pobił rekord krajowy z IV Centralnych Zawodów Radiotelegraficznych LPŻ (180 znaków/min.) Ob. Adam Sucheta z Woj. Klubu Łączności LPŻ Kraków, odbierając 300 znaków/min.;

— w odbiorze tekstu cyfrowego z zapisem maszynowym pobił rekord polski z IV Centralnych Zawodów Radiotelegraficznych LPŻ (240 znaków/min.) Ob. A. Gedrojć z Centralnego Klubu Łączności LPŻ, odbierając 300 znaków/min.;

— w odbiorze literowego tekstu szyfrowego, z zapisem odręcznym pobił rekord polski z IV Centralnych Zawodów Radiotelegraficznych LPŻ (210 znaków/min.) — Ob. W. Wysocki z Woj. Klubu Łączności LPŻ Gdańsk, odbierając 250 znaków/min.

Oceniając ogólnie przygotowanie i udział polskiej ekipy w Międzynarodowych Zawodach Radiotelegraficznych, należy stwierdzić, że ekipa była przygotowana słabo, ponieważ nie miała odpowiednich treningów. Dowodem tego może być przykład, że w początkach zawodów, przy odbiorze tekstu cyfrowego w tempie 260 znaków/min. zawodnicy nasi popełniali ponad 15 błędów, a w dwa dni później po kilkugodzinnym treningu — tekst cyfrowy nadawany w tempie 300 znaków/min. odbierany był bezbłędnie. To samo dotyczy tekstów literowych i nadawania.

Konkurencja odbioru z zapisem ręcznym. Na pierwszym planie zawodnik polski, A. Sucheta SP9-107

Wypowiedzi mistrza radzieckiego sportu radioamatorskiego F. W. Roslakowa, który w czasie zawodów odebrał 450 znaków tekstu jawnego/min. z zapisem maszynowym oraz Bułgarii — W. Borisowa, który odebrał 370 znaków tekstu szyfrowego/min., z zapisem odręcznym, potwierdzają znane prawidła, że tylko systematyczne, ciągłe treningi mogą przynieść takie sukcesy.

Udział ekipy LPŻ w Międzynarodowych Zawodach Radiotelegraficznych pozwoli zastosować w naszym radioamatorstwie i w radiotelegrafii wiele doświadczeń zdobytych u naszych przyjaciół z DOSAAF oraz przedstawicieli innych pokrewnych nam organizacji, którzy brali udział w zawodach, bądź też byli ich obserwatorami. Sport ten musi się stać u nas sportem masowym i wyłonić przodujących w świecie mistrzów.

Realizacja planu szkolenia łącznościowców LPŻ

GOSPODARKA planowa zapewnia nam szybki wzrost uprzemysłowienia kraju i produkcji rolnej, intensywną odbudowę zniszczeń, upowszechnienie nauki, dopływ wykwalifikowanych kadr i wiele innych jeszcze osiągnięć.

Pracownicy etatowi i aktyw społeczny Zarządów Wojewódzkich LPŻ na ogół zdają sobie sprawę z ważności pełnej realizacji planu szkolenia i przygotowania nowych kadr łącznościowców dla potrzeb gospodarki narodowej i obronności kraju. Bywa jednakże i tak, że kierownictwo niektórych Zarządów Wojewódzkich LPŻ nie docenia wagi zagadnienia, stawiając na dalszym miejscu tak ważny odcinek, jakim jest łączność radiowa i przewodowa.

Brak zainteresowania się tą dziedziną szkolenia i macoszy do niej stosunek ze strony niektórych Zarządów Wojewódzkich LPŻ przyczyniły się w dużej mierze do tego, że plan szkolenia w zakresie łączności radiowej II stopnia wykonaliśmy tylko w 82%, a łączności przewodowej II stopnia — 84%. Cyfry te są alarmujące i każą nam głębiej zastanowić się nad przyczynami istniejącego stanu rzeczy.

Przykładem braku troski o akcję szkoleniową w dziedzinie łączności mogą być choćby stosunki w Zarządzie Wojewódzkim LPŻ Białystok i Opole, gdzie inspektorami wyszkolenia łączności są Ob. Ob. Anatol Szczurak i Mieczysław Trojanek. Inspektorzy ci przejawiają wiele chęci i inicjatywy; cóż jednak z tego, gdy zbyt często odrywani są przez kierownictwo biura Zarządu Wojewódzkiego do innych prac... W rezultacie — inspektor wyszkolenia w Białymstoku jeździ po terenie i załatwia sprawy organizacyjno-propagandowe pozostawiając szkolenie łącznościowe na łasce losu. Nic też dziwnego, że wydane przez Zarząd Główny LPŻ pomoce naukowe i sprzęt łączności leżą tam spokojnie w magazynie, a młodzież pragnąca się szkolić zwraca się bezpośrednio do Zarządu Głównego LPŻ z prośbą o zorganizowanie szkolenia.

Brak bliższego zainteresowania, pomocy i należytej kontroli klubów powiatowych (Sekcji Łączności) przyczynił się do tego, że np. w Sekcji Łączności klubu powiatowego LPŻ w Łomży zabawiano się... kieliszkiem zamiast szkolić ludzi i że w rezultacie sekcja ta rozpadła się, a jej pomieszczenie wykorzystano na inny cel.

Nie lepiej dzieje się i w Zarządzie Wojewódzkim LPŻ w Opolu. Jako jeden z licznych przykładów może służyć fakt, że w województwie tym do dziś dnia nie ma nie tylko ani jednego licencjonowanego nadawcy, ale nawet nasłuchowca! Karta QSL jest tam traktowana co najmniej, jako przejaw wrogiej roboty.

Czas już otrząsnąć się z tego strachu, Obywatele — asekuranci z Opola! Czas pomyśleć o tym, że mamy już za sobą 10 lat Polski Ludowej, że na odcinku krótkofalarstwa inne województwa idą w szybkim tempie naprzód i mają już dziś po kilkudziesięciu radiooperatorów wyszkolonych w klubach LPŻ, że młodzież prowadząc nasłuchy ma znaczne już w tym kierunku osiągnięcia.

Dzięki rzetelnej pracy przodujących województw, gdzie pracownicy etatowi działają w oparciu o szeroki aktyw — plan szkolenia I stopnia łączności radiowej za rok 53/54 wykonaliśmy w 163%, a I stopnia łączności przewodowej — w 192%.

Jako wzorowy w dziedzinie szkolenia łączności radiowej i przewodowej można wskazać Zarząd Wojewódzki LPŻ w Stalinogrodzie, gdzie inspektorem wyszkolenia łączności jest Ob. Andrzej Jałocha. Nie szczędzi on dnia ani nocy, aby tylko uzyskać jak najlepsze wyniki w wyszkoleniu łączności.

Do przodujących w szkoleniu województw należą również Wrocław, Poznań, Bydgoszcz, Gdańsk, Rzeszów i in., gdzie zdołano pokonać liczne trudności. Praca aktywu i aparatu etatowego w tych województwach zasługuje na pełne uznanie.

Zarządy te w dużej mierze przyczyniły się do obsłużenia radiowo-sprawozdawczego szeregu akcji i imprez w skali międzynarodowej i krajowej, jak: VII Międzynarodowy Kolarski Wyścig Pokoju, Międzynarodowe Zawody Szybowcowe w Lesznie, I Centralna Spartakiada Wodna LPŻ, Motocyklowy Raid LPŻ w 10-lecie Polski Ludowej i in. Ponadto radiooperatorzy nasi wzięli czynny udział w akcji przeciwpowodziowej, w której specjalnie wyróżniła się ekipa elpeżetowców z kierownikiem radiostacji klubowej, Ob. Stanisławem Szadkowskim.

Zarząd Wojewódzki LPŻ w Poznaniu, gdzie inspektorem wyszkolenia łączności jest Ob. Henryk Ratajczak, a kierownikiem radiostacji klubowej Ob. Henryk Jacyna, dzięki aktywnej pracy w klubie wojewódzkim wychowuje wciąż nowe kadry łącznościowców LPŻ. W klubie tym wyrósł licencjonowany operator radiostacji amatorskiej SP3PW, zdobywca czołowych miejsc w zawodach krótkofalarskich, trzykrotny mistrz Polski w zawodach radiotelegraficznych LPŻ, Ob. Wiesław Wysocki. Jako uczestnik Międzynarodowych Zawodów Radiooperatorów, organizowanych przez DOSAAF w Leningradzie, reprezentował on wraz z całą ekipą LPŻ barwy Polskiej Rzeczpospolitej Ludowej.

Przed łącznościowcami LPŻ stają coraz to nowe i poważniejsze zadania. Zarządy Wojewódzkie powinny jeszcze więcej niż dotychczas interesować się zagadnieniami szkolenia w łączności radiowej i przewodowej, aby w roku szkolnym 54/55 w pełni zrealizować zadania statutowe LPŻ na odcinku szkolenia, aby przygotować aktyw łączności i pracowników etatowych do udziału w imprezach, jakie będą organizowane w przyszłym roku. Imprezami tymi będą: zorganizowanie wystaw twórczości radioamatorskiej na szczeblu wojewódzkim i centralnym; udział w zawodach „Polni Den"; przygotowanie wojewódzkich i centralnych Zawodów Radiotelegraficznych oraz udział w nich; obsługa VIII Wyścigu Pokoju; udział w zawodach krótkofalarskich i in.

Dotychczasowe narady aktywu łączności LPŻ wykazały, że zbyt słabo przedstawia się jeszcze szkolenie na odcinku wiejskim. Nie wystarczy tu jedno tylko województwo bydgoskie, gdzie inspektor szkolenia łączności, Ob. Franciszek Gastecki uzyskał szereg w tym kierunku osiągnięć. Wszystkie Zarządy Wojewódzkie LPŻ powinny przeanalizować swą dotychczasową pracę i znaleźć drogi do wyjścia ze szkoleniem na wieś. Mamy przecież wiele chętnej młodzieży wiejskiej, która chciałaby szkolić się w dziedzinie łączności technicznej. Można również znaleźć pomieszczenie na ten cel, a niemal w każdej wsi znajdzie się rezerwista łącznościowiec, który poprowadzi choćby podstawowe szkolenie w zakresie łączności radiowej i przewodowej.

Walka o wykonanie planu — to walka całego społeczeństwa o lepsze i szczęśliwsze Jutro. Wprowadzajmy więc w czyn tezy II Zjazdu Partii, realizujmy wytyczne Frontu Narodowego, zacieśniajmy współpracę z terenowymi ogniwami LPŻ, a walkę na swoim odcinku — my elepeżetowcy — wygramy!

M. RYBAK

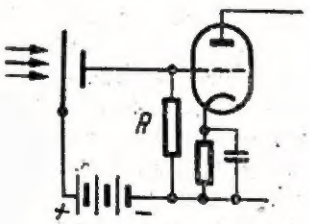
A. MUSIOŁ

Mikrofon pojemnościowy

MIKROFON pojemnościowy zajmuje w elektroakustyce jedno z pierwszych miejsc, a to przede wszystkim dzięki jego właściwościom elektrycznym i prostej budowie.

Posiada on nie tylko wyrównaną charakterystykę przenoszenia częstotliwości w zakresie od 50÷10 000 Hz, ale również nie wprowadza prawie żadnych zniekształceń nieliniowych i praktycznie biorąc nie ma progu czułości. Poziom szumów jest uwarunkowany jedynie szumami pochodzącymi z lamp i poszczególnych części wzmacniacza. Prostota w budowie, niewrażliwość na wstrząsy, to zalety które predestynują mikrofon pojemnościowy do użytku radioamatora, zwłaszcza tam, gdzie chodzi o uzyskanie wysokiej jakości odtwarzania dźwięków, np. w megafonizacji i reportażach. Nawet najprostsze typy mikrofonu dają wyniki zadowalające, oczywiście pod warunkiem starannego wykonania i przestrzegania istotnych założeń konstrukcyjnych. Jedyną wadą wymienionego mikrofonu jest to, że ze względu na konieczność zmniejszenia pojemności wejściowej wymaga przedwzmacniacza, umieszczonego jak najbliżej samej wkładki mikrofonowej. Wskazane jest umieszczenie mikrofonu i przedwzmacniacza w jednej, wspólnej metalowej obudowie.

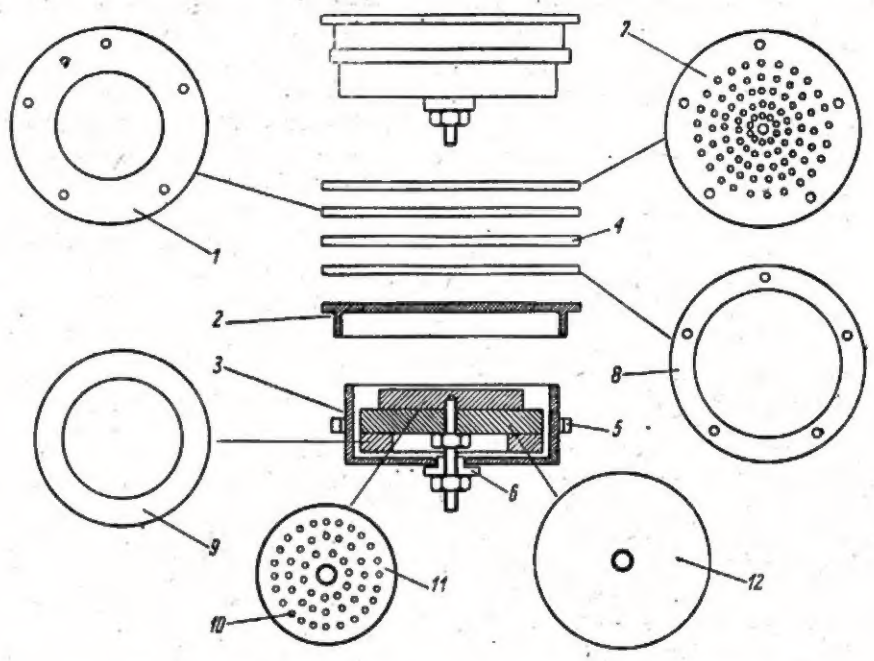
Z samej nazwy można już wnioskować, że mikrofon pojemnościowy jest kondensatorem. Jedna elektroda jest stała, a drugą stanowi lekka i podatna membrana. Dielektrykiem jest powietrze. Odległość membrany od elektrody stałej wynosi normalnie 20÷60 mikronów (10^{-3} mm). W niektórych typach odległość ta jest jeszcze mniejsza i mieści się w granicach 2÷10 mikronów (Philips, Telefunken). Odpowiednio zmontowana całość tworzy kondensator o pojemności 80÷200 pF.



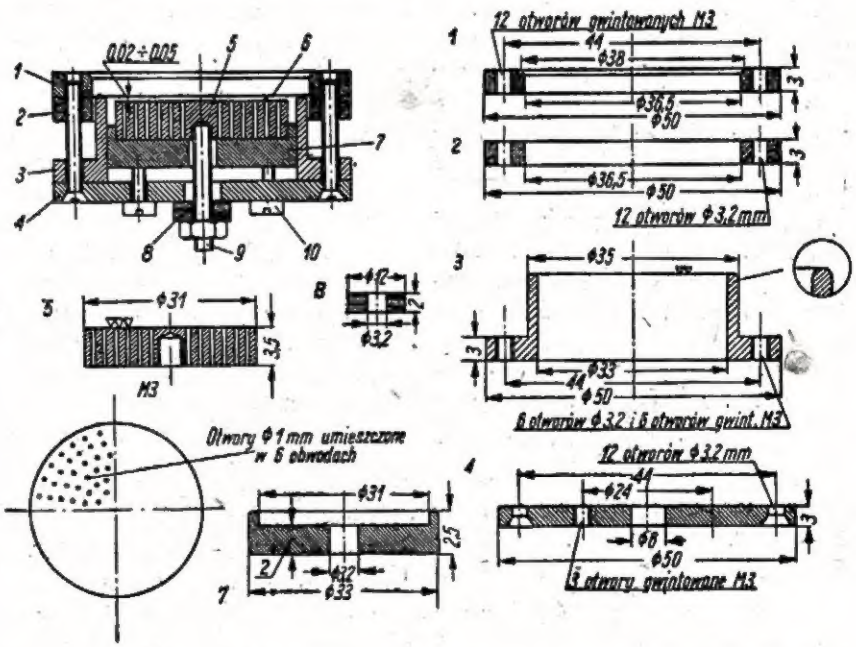
Schemat połączeń mikrofonu pojemnościowego

Gdy membrana pod wpływem fal dźwiękowych zostanie wprawiona w drgania, zmienia się jej odległość od elektrody stałej, a tym samym w takt mechanicznych drgań membrany zmienia się pojemność kondensatora. Mikrofon pojemnościowy podłącza się szeregowo z opornikiem rzędu kilkudziesięciu megomów w obwód, w którym znajduje się źródło napięcia stałego.

Zmienna pojemność mikrofonu powoduje zmiany ładunku kondensatora; tym samym zmienia się prąd w obwodzie mikrofonowym i na oporniku R powstaje spadek napięcia o zmiennej wartości, który następnie steruje wzmacniacz.

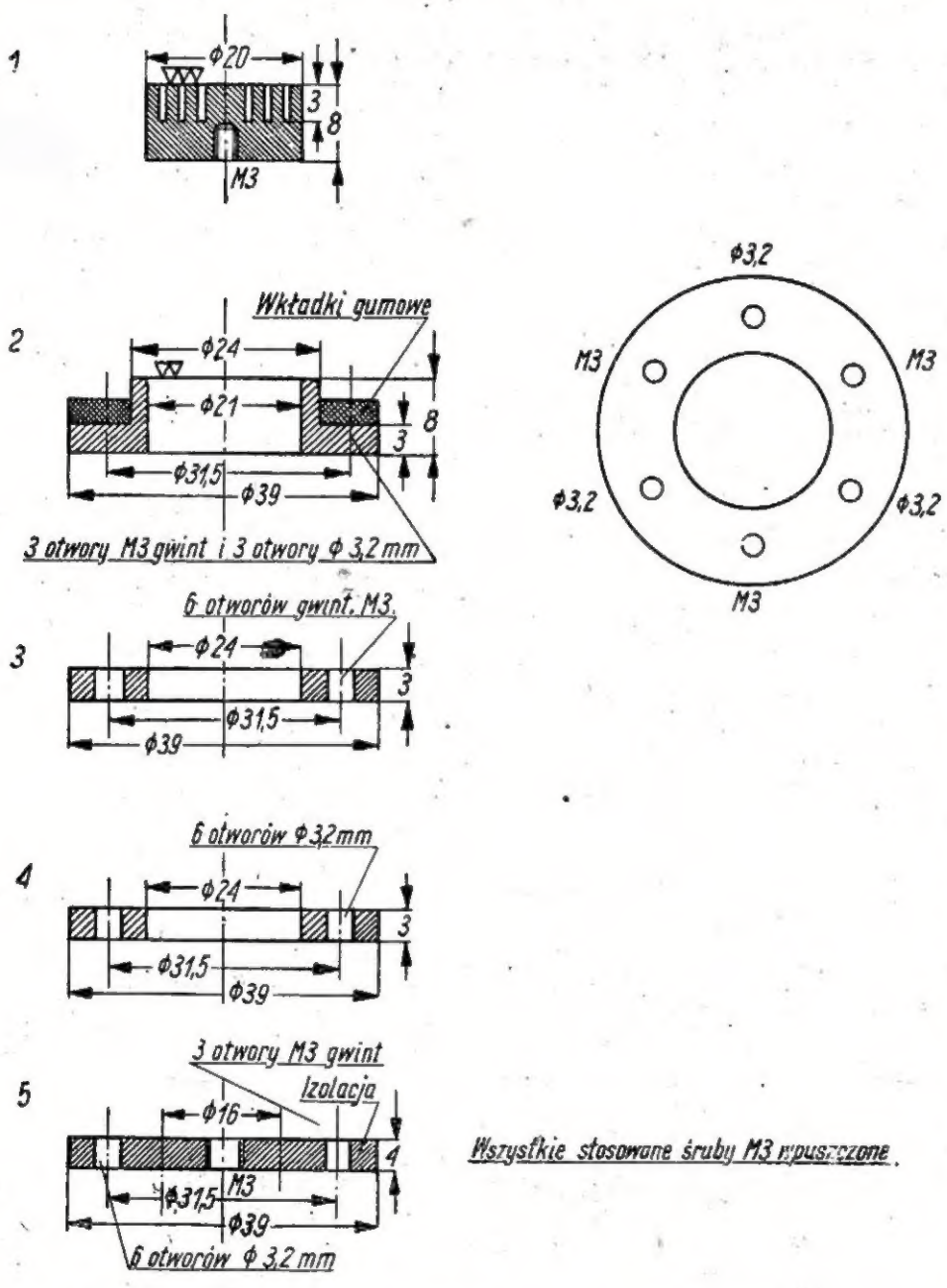


Rys. 1. 1 — pierścień odległościowy ⌀ 56/28 mm, grubości 0,5 mm; 2 — wewnętrzny pierścień zaciskający; 3 — obudowa; 4 — membrana; 5 — pierścień kontrujący; 6 — izolator kalitowy; 7 — zewnętrzna nakrywa zaciskająca z aluminium (1 mm); 8 — pierścień odległościowy z celofanu grub. 50μ, ⌀ 56/26; 9 — pierścień izolacyjny ⌀ 36/24 mm, grub. 5 mm (twarda guma); 10 — otwory ⌀ 1 mm (ilość dowolna); 11 — elektroda ⌀ 30 mm, grub. 3 mm, 12 — podkładka izolacyjna



Rys. 2. 1, 2 — pierścienie zaciskające; 3 — kołnierz naciągający; 4 — ściana tylna; 5 — elektroda; 6 — membrana; 7, 8 — izolatory; 9 — śruba przyciągająca; 10 — śruby regulacyjne

W artykule niniejszym podam opis konstrukcji kilku mikrofonów pojemnościowych, począwszy od najprostszego i zbudowanego przy użyciu starej słuchawki, a skończywszy na typach o małych wymiarach i wysokiej sprawności odpowiadających aż nadto wszelkim wymaganiom amatorskim. Konstrukcje te zostały przeeksperymentowane i zdały egzamin w praktyce, budząc zawsze zdumienie wysoką jakością odtwarzania. Najprostszy z takich typów, używany przez Powiatowy Klub Łączności LPŻ w Wolsztynie, od dłuższego czasu służy do megafonizowania różnych imprez.



Rys. 3

Ponieważ za część składową mikrofonu pojemnościowego należy uważać przedwzmacniacz, przeto opisane zostaną również najprostsze układy takich wzmacniaczy.

MEMBRANA

Jako materiał na membranę użyjemy folii aluminiowej, grubości 9÷20 mikronów ze starych kondensatorów blokowych lub z opakowań klisz i filmów fotograficznych. Lepsze wyniki można osiągnąć przy użyciu membran z plastyku z natryskiem metalizacyjnym lub z cienkiego papieru, pokrytego z jednej strony cienką warstewką grafitu. Ze względu jednak na trudności zdobycia lub wykonania specjalnej folii we własnym zakresie, odstępuję od ich opisu.

Folię przeznaczoną na membranę należy dokładnie wygładzić (najlepiej skórką na tafli szlifowanego szkła lustrzanego) i oczyścić benzyną lub terpentyną.

ELEKTRODA STAŁA

Elektrodę stałą możemy wykonać z mosiądzu lub duraluminium. Elektroda ta od strony zewnętrznej powinna być płaszczyzną idealnie równą, doskonale wygładzoną i wypolerowaną. Precyzyjne wygładzenie i polerowanie elektrody jest uciążliwe i wymaga sporo cierpliwości. Oczywiście polerowanie można przeprowadzić szybko w ciągu paru minut, ale wtedy nie otrzymuje się idealnej powierzchni. Elektrodę poleruje się na specjalnych, drobnych oselkach (gładzikach) najpierw przy użyciu oliwy, potem na sucho, w końcu na papierze ściernym 0,00001 lub 0,000001. Idealnie wypolerowana powierzchnia nie powinna wykazywać nawet najdrobniejszej rysy.

IZOLATOR

Szczególnie ważnym detalem jest izolator. Musi on posiadać bardzo wysoką wartość izolacji, w przeciwnym razie powoduje szumy, a nawet trzaski. Najlepszymi izolatorami dla naszych potrzeb będą: bursztyn, trolitul oraz plexiglas. Gorszymi: twarda guma, fibra, ewentualnie gumoid. Ten ostatni jednak cechują znaczne upływy i nierównomierna wartość izolacji. Izolator musi być dokładnie przemyty, gdyż najdrobniejsze pozostałości opiłków, brudu, śladów potu — powodują upływy.

Osobne zagadnienie stanowi zabezpieczenie mikrofonu przed elektrycznym przebiciem. Dlatego szlifujemy elektrodę, ale nie dosyć na tym; odległość membrany od elektrody musi być równomierna, a membrana gładko naciągnięta. W praktyce okazało się, że lekkie, równomierne powleczenie membrany rzadkim roztworem dobrego szelaku w czystym spirytusie lub cienką warstwą lakieru bezbarwnego, zapobiega przebiciu i przyklejaniu się membrany do stałej elektrody. Zwrócić tu trzeba baczną uwagę, ażeby w chwili powlekania membrany nie osiadały na niej zanieczyszczenia, które po złożeniu mikrofonu powodują natychmiast jego przebicie. Przed zmontowaniem całości należy koniecznie stwierdzić pod lupą zegarmistrzowską, czy na elektrodzie i membranie nie ma żadnych zanieczyszczeń (odległości są niestety tak bardzo małe: 20÷60 mikronów!).

NAPIĘCIE POLARYZUJĄCE

Napięcie polaryzujące, jakie należy przyłożyć do elektrod mikrofonu jest ograniczone, ze względu na możliwość przebicia między elektrodami do maksymalnej wartości 100 V. Często

granica przebicia leży jeszcze niżej. Dla dobrego działania mikrofonu wystarczy napięcie 40÷80 V.

MIKROFONY NAJPROSTSZEJ KONSTRUKCJI

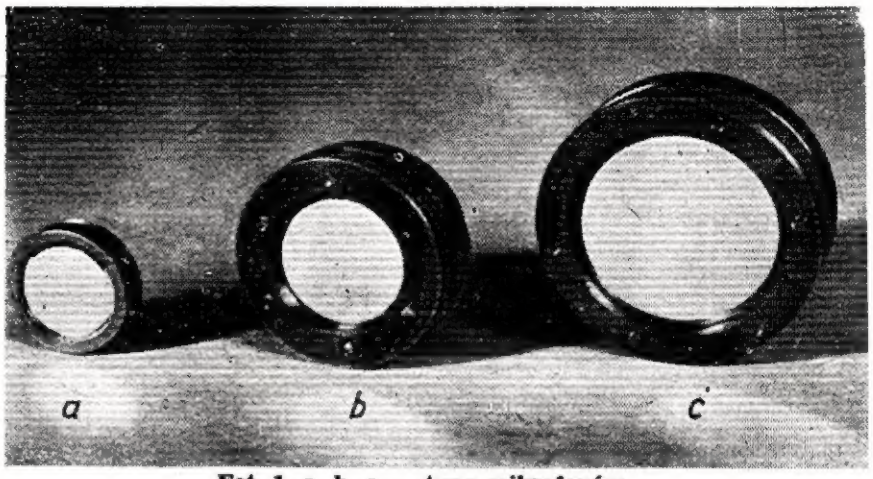
Typ I (rys. 1)

Wykonanie tego mikrofonu nie wymaga tokarki, można go wykonać zwykłym domowym sposobem. Użyto tu często spotykanej na rynku telefonicznej słuchawki polowej. Przy wykonaniu detali posługujemy się zwykłą piłeczką (laubzegą).

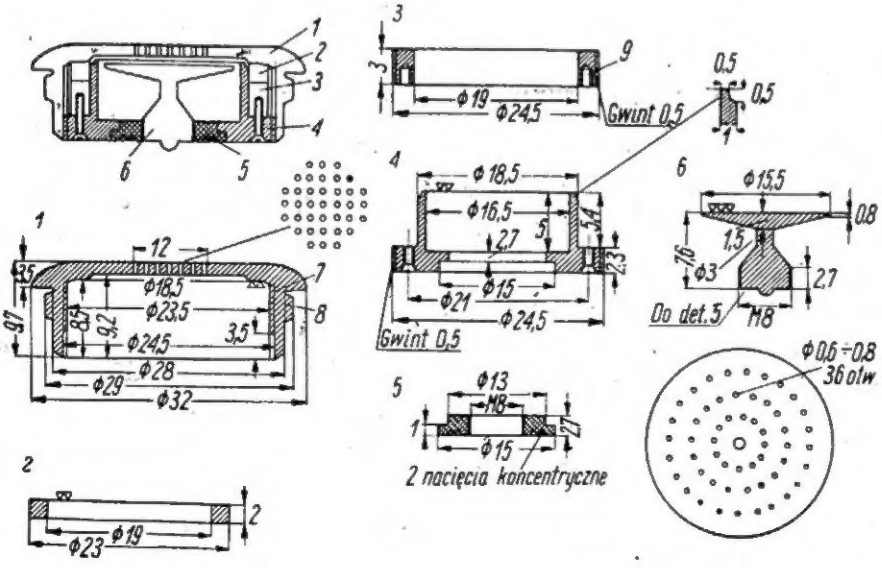
Częściami, które trzeba dodatkowo wykonać, są: elektroda, podkładka izolacyjna z twardej gumy, względnie gumoidu, pierścień izolacyjny (również z twardej gumy), membrana, pierścień celofanowy i pierścień odległościowy. Całość konstrukcji uwidoczniona na rysunku 1.

Przy składaniu mikrofonu należy zwrócić uwagę, ażeby elektroda była na równym poziomie z krawędzią obudowy, którą należy nieco wygładzić i zaokrąglić. Dokładnie wypolerowana i oczyszczona elektroda przymocowana nakrętką do podkładki izolacyjnej, spoczywa na pierścieniu izolacyjnym (patrz rysunek). Wyprowadzenie zacisku przez obudowę wykonano z kalitu (można je również wykonać z innego materiału izolacyjnego). Membranę wykonano z folii, grubości 20 mikronów, z opakowań fotograficznych. Membranę (dokładnie wygładzoną, oczyszczoną i pociągniętą warstwą szelaku) wkładamy między pierścień odległościowy (8) z celofanu a pierścień odległościowy (1) 0,5 mm i zaciskamy za pomocą śrubek między pokrywą zewnętrzną a wewnętrznym pierścieniem zaciskającym. Następnie całość nakręcamy na obudowę, aż do wystąpienia równomiernego naciągu membrany. Po naciągnięciu — wewnętrzny pierścień zaciskający umiejscawiamy pierścieniem kontrującym.

Przed złożeniem mikrofonu sprawdzamy dokładnie przez szkło powiększające, czy na elektrodzie nie ma jakiegoś pyłku. W tym celu najlepiej ustawić elektrodę poziomo pod światło i oglądać przez szkło powiększające. Złożony mikrofon jest już gotowy do użytku. W razie wystąpienia zwarcia lub trzasków należy go rozmontować, wyczyścić i na nowo staranniej złożyć.



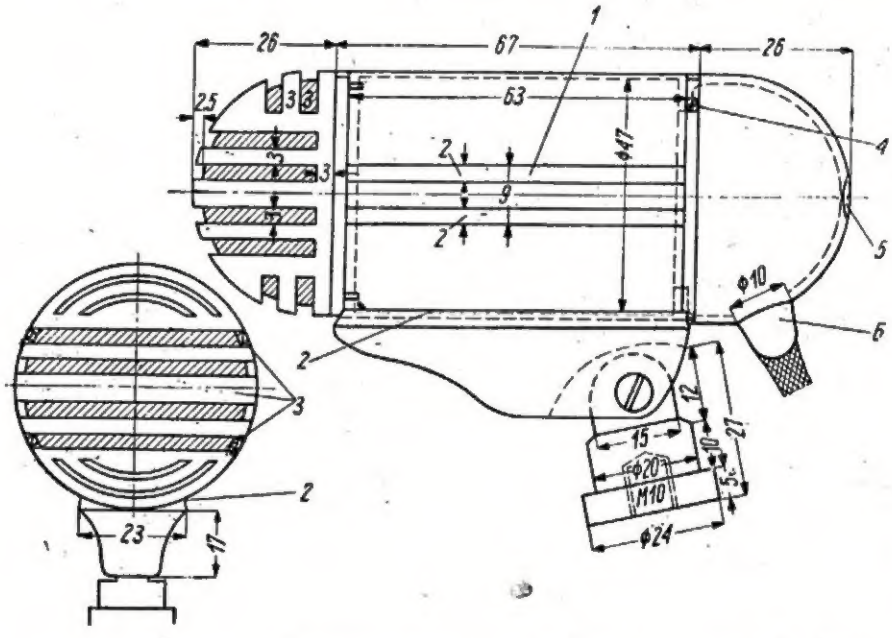
Fot. 1, a, b, c — typy mikrofonów



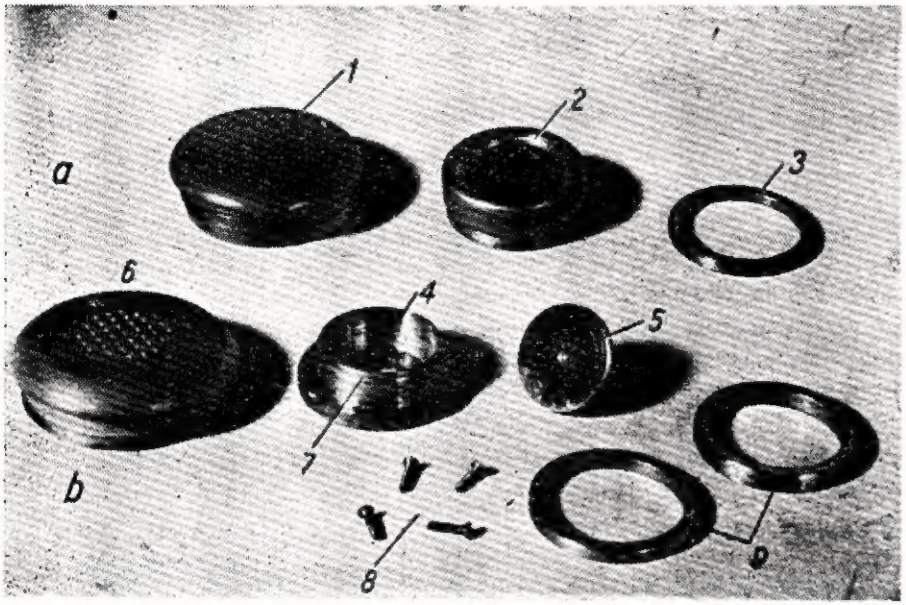
Rys. 4. 7, 8 — gwinty o skoku 0,5 mm; 9 — dwa otwory do zakręcania i cztery otwory gwintowane M1,2 lub M1,4 do śrub (jak na rysunku zestawieniowym)

Typ II (rys. 2, fot. 1c)

Budowa drugiego typu mikrofonu wymaga użycia tokarki. Membranę mikrofonu wykonano w folii aluminiowej o grubości 20 mikronów. Dokładnie

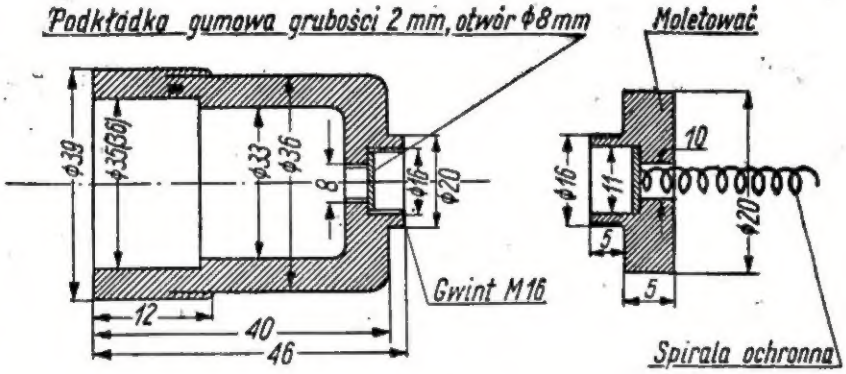


Rys. 5. Obudowa przedwzmacniacza i mikrofonu. 1 — nacięcia frezowane; 2 — lutowanie; 3 — śrubki ⌀ 1,2 mm mocujące kapę przednią; 4 — śrubka mocująca kapę tylną (jedna z trzech); 5 — śruba dekoracyjna 6 — gruszka (wkładka od zakończenia węża pompki samochodowej)



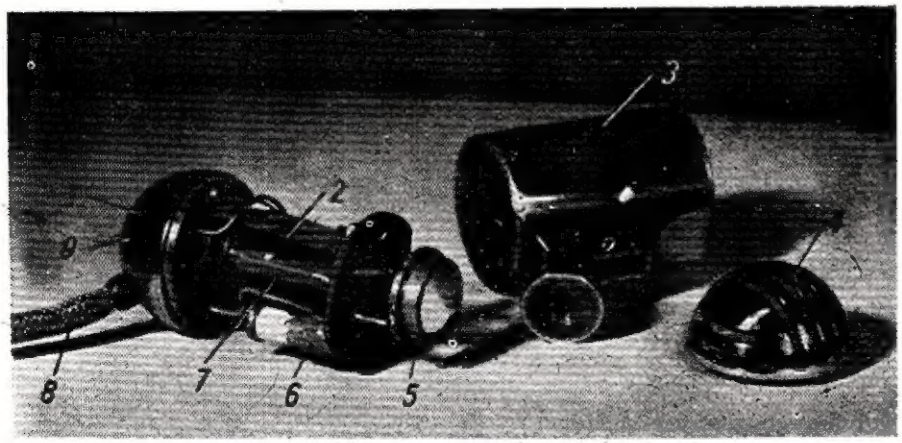
Fot. 2. 1 — obudowa ochronna; 2 — wkładka mikrofonu; 3 — pierścień przytrzymujący; 4 — pierścień naciągający; 5 — elektroda; 6 — obudowa; 7 — izolator; 8 — śrubki naciągające; 9 — pierścienie zaciskające

oczyszczona, zaciśnięta 6-cioma śrubami między pierścieniem 1 i 2 (patrz rysunek 2), stanowi jedną całość. Kołnierz naciągający (3) wykonany jest — jak z mosiądzu posiada 6 koncentrycznych rzędów otworów o średnicy 1 mm. Izolator (7) wykonany z fibry. Wymiary, jak na rysunku. Trzy śrubki (10) na



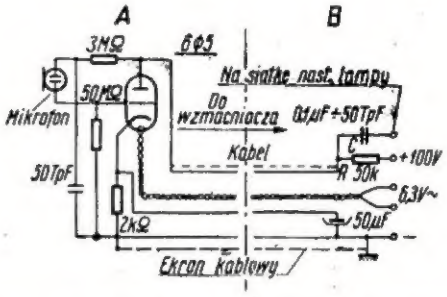
Rys. 6

zresztą wszystkie detale — z mosiądzu. Wymiary podano na rysunku. Krawędź naciągającą należy wypolerować i lekko zaokrąglić. Elektroda ((5) wykonana tylnej ściance (4) mikrofonu umożliwiają regulację odległości elektrody od membrany. Podkładkę (8) wykonano również z fibry. Izolator (7) wciskamy



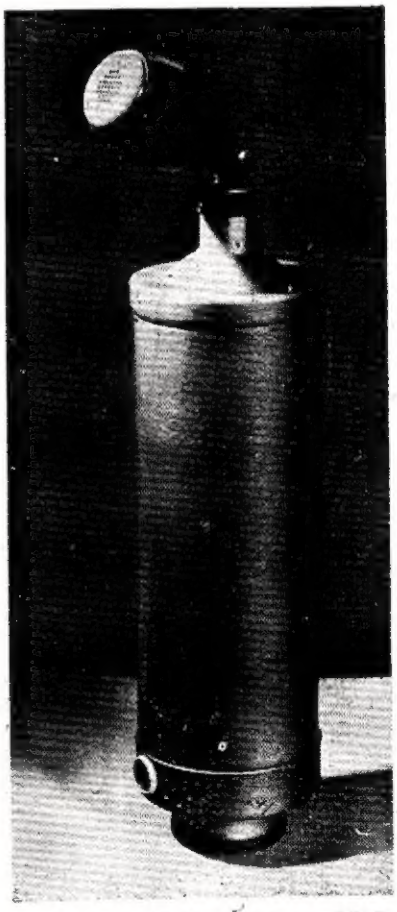
Fot. 3. Konstrukcja wewnętrzna mikrofonu pojemnościowego (patrz fot. na okładce n-ru 12/54). 1 — kapa tylna; 2 — lampa 6ф5; 3 — obudowa; 4 — kapa przednia; 5 — wkładka mikrofonowa; 6 — kondensator 50 000 pF; 7 — opornik 50 MΩ; 8 — kabel 4-żyłowy + ekran; 9 — oporniki 3 MΩ i 2 kΩ wewnątrz kapy

w detal (3), następnie wkładamy elektrodę (5), dokręcając równocześnie śrubę przyciągającą (9). Następnie przymocowujemy ściankę tylną (4) sześcioma śrubami do pierścienia naciągającego (3). Dalej wkręcamy śruby regulacyjne (10) w celu ustalenia położenia elektrody. Elektrodę ustawiamy nieco poniżej poziomu krawędzi naciągającej (3).



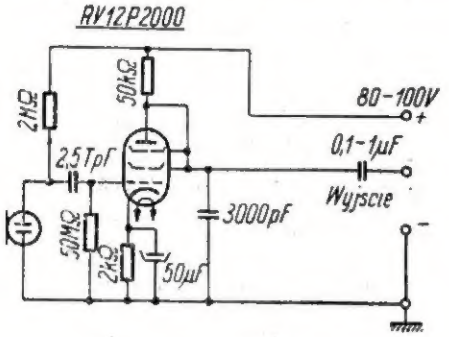
Rys. 7. Układ sprawnego i bardzo prostego wzmacniacza przymikrofonowego na lampie 6Φ5 mieszczącego się w małej obudowie (patrz fot. 3 i fot. na okładce n-ru 12/54). A — elementy mieszczące się w obudowie mikrofonowej; B — mieszczące się we wzmacniaczu lub specjalnej wtyczce

Odległość ta powinna wynosić 30÷50 mikronów. Najlepiej sprawdzać odległość skrawkami papieru lub folii wkładanymi między elektrodę a przy-



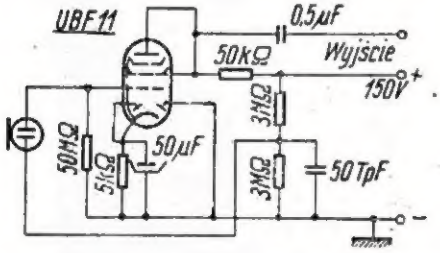
Fot. 4. Główka wraz z wkładką (w amatorskim wykonaniu) w zastosowaniu do wzmacniacza Telefunken

łożoną linię do krawędzi naciągającej. Grubość cienkiego celofanu — około 20 mikronów, folii od opakowań fotograficznych 15÷25 mikronów, papieru pergaminowego około 50 mikronów, papieru zeszytowego około 80÷90 mikronów. W praktyce jednak nabędziemy wprawy w ocenianiu odległości na oko



Rys. 8. Prosty układ wzmacniacza przymikrofonowego na lampie RV12P2000, umożliwiający uziemienie oprawki mikrofonowej

z dostateczną dokładnością. Zwracam uwagę na dokładnie równoległe ustawienie elektrody w stosunku do krawędzi naciągającej. Po ustaleniu odległości elektrody zakręcamy nakrętkę na śrubę (9), sprawdzamy czystość elektrody i mocujemy membranę za pomocą 6-ciu śrub naciągających aż do równego, dość mocnego naciągu. Naciągać

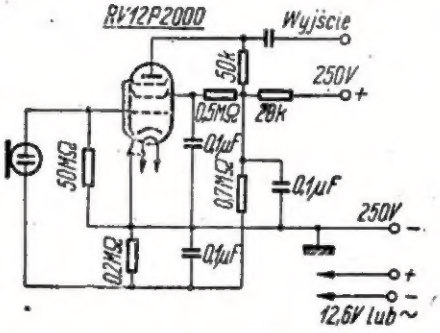


Rys. 9. Wzmacniacz przymikrofonowy na lampie UBF11 w układzie triody

należy równomiernie, dokręcając śruby na krzyż. Zalecam (dla zorientowania się co do możliwości maksymalnego naciągnięcia) naciągnąć jedną membranę aż do przerwania. Im silniejszy naciąg, tym oczywiście lepiej.

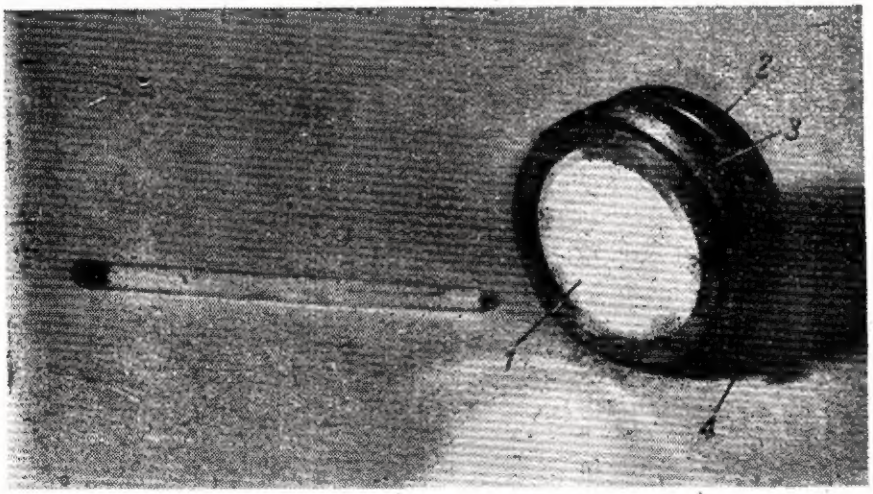
Typ III (rys. 3, fot. 1b)

Różni się on od typu tylko rozmiarami oraz tym, że ściana tylna wykonana jest z materiału izolacyjnego, w którym wkręca się wprost śruby regulacyjne; pozwala to na zrezygnowanie z detalu (7) na rys. 2. Między pierścieniem naciągającym, a zaciskającym — jak uwidoczniono na rysunku 3 — włożono 3 wkładki gumowe zapobiegające nadmiernemu naciągowi membra-



Rys. 10. Wzmacniacz na lampie RV12P2000 w układzie pentody

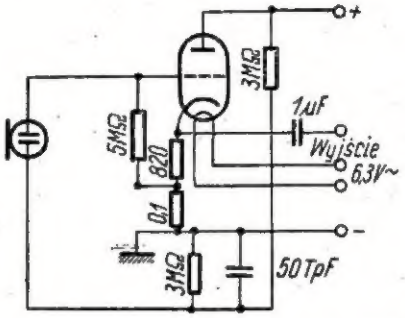
ny przez ewentualne ściśnięcie mikrofonu. Elektroda posiada trzy rzędy rozmieszczonych koncentrycznie otworów o średnicy 1 mm. Membrana wykonana z folii kondensatorowej grubości 9 mikronów. Odległość między elekrodami 20÷30 mikronów. Taką odległość uzyskujemy przez włożenie pierścienia z cienkiego papieru między pierścień naciągający (2), a izolację (5).



Fot. 5. Mikrofon pojemnościowy dwumembranowy o charakterystyce kierunkowej nerkowej lub ∾; 1 — membrana a; 2 — membrana b; 3 — izolacja; 4 — śrubka kontaktowa od elektrody

Typ IV (rys. 4)

Ponieważ wszystkie opisane typy posiadają duże elektrody, co zwiększa możliwość przebicia, skonstruowałem mikrofony znacznie mniejszych rozmiarów, stosując elektrody o średnicy 16,5 mm, w innych 15, 13,5, a nawet 12 mm



Rys. 11. Układ wzmacniacza przymikrofonowego z wtórnikiem katodowym dla dopasowania kabla o małej oporności charakterystycznej

(poprzednio wymienione miały średnicę 20 i 31 mm). Model przedstawiony na rysunku 4 jest już mikrofonem doskonałym, wymagającym jednak dużej precyzji wykonawstwa.

Przede wszystkim zwracam uwagę na formę grzybkową elektrody stałej. Nawiercone w niej otwory o średnicy 0,6÷0,8 mm, przechodzą przez nią częściowo na wylot. Taka forma elektrody zapewnia doskonałe właściwości mikrofonu. Łatwość regulacji szczeliny między elektrodami pozwala dobrać najkorzystniejszą odległość. Po kilku próbach nabędziemy wprawy w ustawieniu właściwej odległości: zbyt wielka odległość nie tylko zmniejsza czułość, lecz zmniejsza również konieczne tłumienie membrany. Przy budowie tak precyzyjnego mikrofonu warto poświęcić kilka godzin, ażeby osiągnąć najlepsze rezultaty.

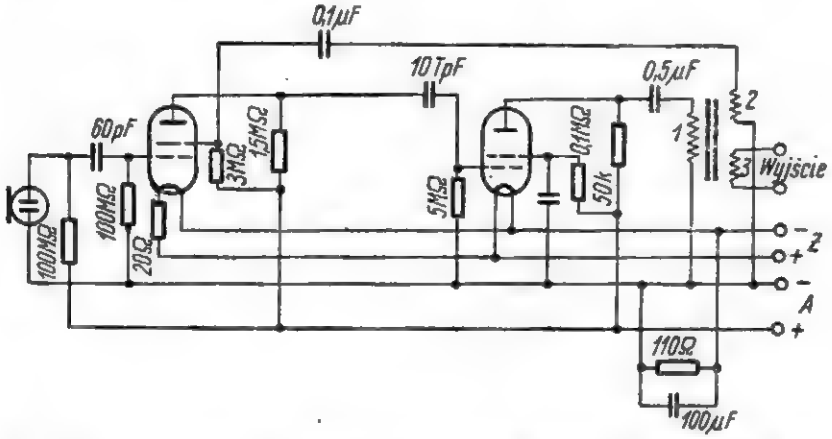
OBUDOWA

Rysunek 5 oraz fot. 3 i na okładce nr 12/54 przedstawiają efektowną obudowę mikrofonu pojemnościowego wraz z przedwzmacniaczem przy zastosowaniu lamp 6ф5. Obudowa składa się z trzech części: kapy przedniej, obudowy środkowej i kapy tylnej.

Obudowa środkowa wykonana na frezarce z rury żelaznej o odpowiedniej średnicy, kapy — z mosiądzu lub żelaza. Przegub również z żelaza lub mosiądzu. Całość stanowi doskonały ekran. W tej obudowie mieści się mikrofon i wzmacniacz na lampie 6ф5 (patrz zdjęcie na okładce nr 12/54). Schemat połączeń wzmacniacza podano na rysunku 7.

Na rysunkach 8, 9, 10, 11 i 12 podano inne warianty układów przymikrofonowych.

Do całości potrzebna jest wtyczka jako zakończenie kabla. Wykonać ją można według rysunku 6. Wymiary obudowy wtyczki są dostosowane do cokołu po lampie serii 11. W tej wtyczce mieści się wygodnie kondensator C = 50 T pF i opornik anodowy 50 kΩ. Jeżeli jest nam potrzebny kondensator katodowy, to nie mogąc umieścić go we wtyczce (brak miejsca) — lokujemy go w głównym wzmacniaczu za gniazdkiem wtyczki mikrofonowej, a przewód od opornika katodowego doprowadzamy do jednego z kontaktów cokołu wtyczki.



Rys. 12. Dwustopniowy przedwzmacniacz mikrofonowy na lampach bateryjnych subminiaturowych typu CK506AX (lub DL67)

UWAGI KOŃCOWE

Opisane mikrofony są niezawodne. Jednakże ich budowa wymaga dużej precyzji, idealnie równej elektrody, przepisowego ustawienia, usunięcia wszelkich zanieczyszczeń (szczególnie pyłków z płaszczyzn elektrod) oraz równomiernego naciągu membrany.

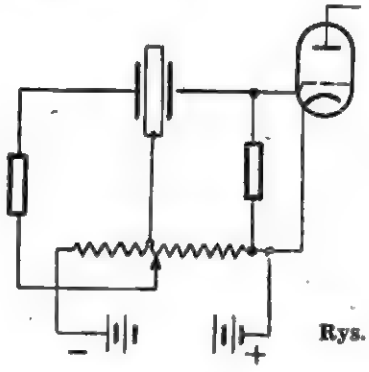
Mikrofon jest instrumentem precyzyjnym i dlatego należy się z nim odpowiednio obchodzić. Nie wolno dmuchać w niego dość silnie, ażeby membrana nie przykleiła się do elektrody stałej.

Przy budowie wzmacniacza mikrofonowego zachować trzeba jak najkrótsze połączenia w obwodzie siatkowym lampy. Ekranowanie musi być kompletne; każdy centymetr przewodu wychodzącego z obudowy trzeba koniecznie zaekranować. Kabel ekranowany, łączący przedwzmacniacz mikrofonowy z głównym wzmacniaczem, nie może być zbyt długi (powinno wystarczyć 10÷15 m). Długi kabel powoduje przez swą pojemność obcięcie większych częstotliwości, co nie zawsze jest pożądane.

Jakkolwiek wzmacniacz wg rysunku 7 ma lampę 6ф5 żarzoną prądem zmiennym, to jednak nie daje żadnego przydźwięku sieci, jeżeli tylko jest zbudowany przepisowo, a przewody doprowadzające napięcie żarzenia są skręcone.

Istnieją trudności w uzyskaniu 4—5 żyłowego kabla ekranowanego. Mając odpowiedni ekran sami jednak możemy zrobić taki kabel naciągając ekran na potrzebną ilość przewodów.

Specjalną, ciekawą odmianę mikrofonu pojemnościowego stanowi mikrofon 2-membranowy pokazany na fot. 5. Ma on zmienną charakterystykę kierunkową (nastawialną zdalnie potencjomierzem). Układ połączeń podaje rysunek 13.



Rys. 13

Taki mikrofon pozwala na zmianę charakterystyki od jednokierunkowej-nerkowej poprzez kołową do charakterystyki ósemkowej. Wykonanie jego części, a zwłaszcza montaż, jest dosyć trudny i wykracza poza potrzeby i możliwości przeciętnego radioamatora.

RADIO NA TARGACH LIPSKICH

TEGOROCZNE Targi Lipskie pobiły chyba wszystkie dotychczasowe rekordy pod względem ilości wystawców, frekwencji zwiedzających, zawartych transakcji handlowych i zajmowanej powierzchni wystawowej. W charakterze wystawców wzięli udział przedstawiciele wielu krajów.

Duży pawilon radiowy dawał przegląd osiągnięć NRD w dziedzinie radiotechniki. Pokazano w nim wiele nowych modeli odbiorników sieciowych (od największych z gramofonami do maleńkich uniwersalnych) i przenośnych bateryjnych. Wszystkie one są przystosowane do pracy na zakresie UKF. Przedstawiono również nowe modele aparatów telewizyjnych. Duże zainteresowanie wzbudziły urządzenia nadawczo-odbiorcze różnej mocy, od 10 watów (dla samochodów, kutrów itp.), do 250 watów (dla policji, okrętów itp.). W większości nadajników stosuje się modulację częstotliwości przy użyciu lamp reaktancyjnych.

Najliczniej reprezentowana była dziedzina techniki laboratoryjno-pomiarowej, w której NRD jest — jak wiadomo — poważnym eksporterem. Z ogólnej elektrotechniki warto wymienić przyrządy pomiarowe o uchybie mniejszym od 0,2%, woltoamperomierze na prąd stały i zmienny o czułości 1 000 omów/wolt, oporniki dekadowe o uchybie 0,02%, mostki Wheatstone'a i Thompsona, zarówno laboratoryjne (0,02%), jak i podręczne (1%) z rozszerzonym zakresem z 50 000 Ω do 1,1 MΩ.

Spośród aparatów elektronowych zasługiwały na uwagę: oscylograf katodowy z pięciostopniowym wzmacniaczem szerokowstęgowym o zakresie do 15 MHz i wewnętrznym kalibratorze napięciowym; spektrometr akustyczny (urządzenie z obrotowymi stykami oraz filtrami, w którym uzyskuje się na ekranie oscylografu obraz częstotliwości składowych danego dźwięku, wszystkich lub w zakresie jednej oktawy; do urządzenia tego dostosowany jest aparat filmowy, za pomocą którego można fotografować obrazy na ekranie, uzyskując w ten sposób obrazy dźwięków składowych poszczególnych sylab, słów, hałasów maszyn itp.); częstościomierz heterodynowy o szerokim zakresie; generator sygnałowy z przesuwem częstotliwości do zdejmowania krzywych selektywności i zestrajania obwodów odbiorników; generatory obrazów wzorcowych dla telewizji; mierniki zakłóceń odbioru radiowego na zakres od fal najkrótszych do długich; miernik zniekształceń wzmacniaczy, odbiorników, nadajników; oscylograf impulsowy, ze znacznym wzmocnieniem śladu na ekranie w chwili przebiegu ostrego impulsu; licznik elektronowy dekadowy; magnetofony i wzmacniacze do nich; urządzenia megafonowe różnej mocy; centrale rozgłaśniające okrętowe, fabryczne itp.

NRD produkuje bogaty asortyment części i elementów składowych urządzeń elektronowych, spośród których zasługują na wzmiankę: baretery i termistory; diody krzemowe i germanowe, tranzystory; specjalna ceramika (kalan, kalit, kondensa, tempa itp.) w postaci korpusów na cewki, prętów, izolatorów itp.

Tym, którzy znają Targi Lipskie z lat ubiegłych, rzuca się w oczy znaczny rozwój produkcji asortymentowej NRD w dziedzinie elektroniki oraz dalszy postęp w jakości wykonania.

K. L.

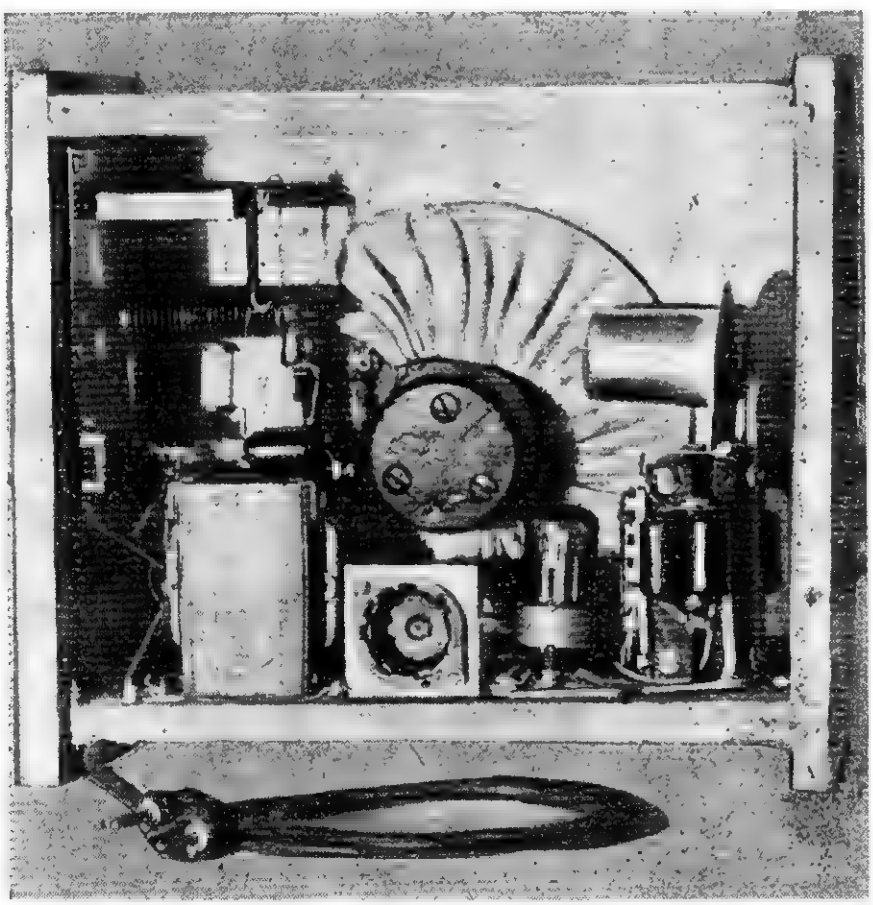
W. NIETYKSZA SP5FM

Odbiornik zaawansowanego krótkofalowca

(cz. II)

JAKO wzmacniacz p. cz. 85 kHz pracuje część heptodowa lampy ECH21. Do niej również doprowadzone jest napięcie RW. Ekran zasilany jest przez opornik 47 kΩ i zablokowany dla w. cz. kondensatorem 50 T pF. W anodzie znajduje się podobny do poprzedniego filtr p. cz. z regulowanym sprzężeniem.

Część triodowa tej lampy pracuje jako oscylator interferencyjny 85,9 kHz do odbioru telegrafii niemodulowanej (BFO). Do włączania BFO służy wyłącznik W_1, umieszczony w przewodzie doprowadzającym napięcia anodowe. Napięcie anodowe BFO jest stabilizowane i dodatkowo filtrowane członem *RC*, umieszczonym we wspólnym kubku aluminiowym z obwodem. Równolegle



Skrzyneczka, w której mieści się głośnik i zasilacz odbiornika

do obwodu BFO włączony jest kondensatorek ceramiczny 10 pF z ujemnym współczynnikiem cieplnym (podobnie, jak w oscylatorze). Sprzężenie BFO z kanałem p. cz. odbywa się przez wewnętrzne pojemności między systemami lampy kombinowanej. W przypadku uzyskania kwarcu na częstotliwość 84,1 kHz lub 85,9 kHz — BFO będzie również stabilizowane kwarcem, gdyż ze względu na zastosowanie filtru akustycznego m. cz. i tak nie może być przestrajane.

DEMODULACJA I WSKAŹNIK DOSTROJENIA

Demodulacja sygnału odbywa się na lewej diodzie lampy 6SQ7. Dla zredukowania tłumienia obwodu — anoda diody przyłączona jest na odczep (1/7 liczby zwojów) cewki obwodu. Obciążenie diody stanowi opornik 250 kΩ zablokowany dla p. cz. kondensatorem 250 pF. Resztki p. cz. są następnie odfiltrowywane dwusekcyjnym filtrem *RC*, składającym się z oporników 47 kΩ i 27 kΩ oraz kondensatorów 150 pF i 100 pF.

Jako wskaźnik dostrojenia służy lampa 6E5, która przez filtr wygładzający 1,3 MΩ, 5 T pF — otrzymuje na siatkę ujemne napięcie sterujące. Za pomocą wskaźnika i wyskalowanego potencjometrza ręcznej regulacji wzmocnienia można określić siłę *S* przychodzących sygnałów. Wskaźnik służy także jako outputmeter przy strojeniu odbiornika sygnałem niemodulowanym (duża selektywność utrudnia strojenie sygnałem modulowanym). Wskaźnik optyczny może być także pomocny przy wstrajaniu VFO nadajnika w pożądane miejsce na paśmie.

OGRANICZNIK ZAKŁÓCEŃ

Ze względu na potrzebę zastosowania ogranicznika przy odbiorze sygnałów telegraficznych — zarzucono używanie ogranicznika z automatycznym napięciem zatykającym, zależnym od amplitudy przychodzącego sygnału, na korzyść ogranicznika z regulacją ręczną. W roli ogranicznika pracuje jeden z systemów triodowych lampy 6SL7, połączony w diodę (siatka do anody).

Działanie ogranicznika jest proste: na anodę diody przychodzi przez izolujący kondensator 50 T pF sygnał od detektora. Znak sygnału jest tu ujemny (przy wtórniku katodowym w roli detektora byłby on dodatni). Katoda ogranicznika znajduje się na potencjale zerowym, natomiast potencjał anody można zmieniać od zera do + 40 V potencjometrem P_4 o oporności 350 kΩ (wartość nie krytyczna). Dioda przewodzi, jeżeli potencjał anody jest większy od potencjału katody i sygnał wzięty z opornika 250 kΩ w katodzie diody przesyłany jest dalej. Jeżeli teraz potencjometrz P_4 tak nastawimy, że potencjał anody będzie równy lub tylko nieco większy od amplitudy sygnału z detektora, wypadkowe napięcie na anodzie będzie równe lub większe od potencjału katody i dioda sygnał przepuści. Natomiast każdy impuls zakłócający o amplitudzie ujemnej, przewyższającej bezwzględną wartość dodatniego przedpięcia na anodzie spowoduje, że na czas trwania zakłócenia anoda ogranicznika stanie się ujemna w stosunku do katody, dioda nie będzie przewodzić i impuls przeszkadzający zostanie „wycięty".

Przełącznikiem Prz_5 można przerzucać wejście wzmacniacza m. cz. odbiornika z katody na anodę diody i w ten sposób włączać i wyłączać ogranicznik. Następny z kolei przełącznik Prz_4 przełącza sygnał na wejście, albo normalnego wzmacniacza m. cz., lub wzmacniacza selektywnego 1000 Hz.

SELEKTYWNY WZMACNIACZ M. CZ.

W górnym położeniu przełącznika Prz_4 — sygnał dostaje się na pierwotne uzwojenie transformatora selektywnego fitru m. cz. Wtórne uzwojenie tego transformatora wraz z kondensatorem 4,7 T pF daje rezonans na częstotliwości 900 Hz. Stąd sygnał idzie na siatkę części triodowej lampy 6SQ7, a następnie po wzmocnieniu zostaje przez kondensator 1 T pF doprowadzony do siatki lampy końcowej. Dla dalszego zwiększenia selektywności przez odtłumienie obwodu filtru — zastosowano dodatnie sprzężenie zwrotne (reakcję) ze ślizgacza potencjomierza P_1 = 100 kΩ (stanowiącego jednocześnie opornik anodowy triody), przez kondensator 1 T pF na pierwotne uzwojenie transformatora filtru. Kierunki uzwojeń są odwrotne, tak aby sprzężenie zwrotne miało rzeczywiście charakter dodatni.

Przy wzmacniaczu selektywnym zasadnicze znaczenie ma dobroć Q samego obwodu rezonansowego filtru. Dla uzyskania możliwie największej dobroci — transformator filtru jest wykonany na rdzeniu z permalloyu, a wszystkie kondensatory mają dielektryk mikowy. Sam filtr mieści się doskonale w cokole od lampy oktalowej i jest zaekranowany małym kubeczkiem aluminiowym. Dzięki temu ułatwieniu można bez trudu eksperymentować z różnymi typami filtrów przez proste ich wstawianie do podstawki oktalowej.

Dla uniknięcia tłumienia filtru przez małe oporności układu diody detekcyjnej i ogranicznika zakłóceń — uzwojenie pierwotne transformatora filtru stanowi 1/8 część uzwojenia rezonansowego. Ponieważ transformacja oporności jest zależna od kwadratu przekładni, wpływ układu poprzedzającego na Q filtru jest stosunkowo nieznaczny.

Nieco większy opornik katodowy wzmacniacza selektywnego (3,3 kΩ), zastosowany jest celowo, aby nie dopuścić do powstania we wzmacniaczu tłumiącego prądu siatki.

Indukcyjność uzwojenia rezonansowego transformatora filtru wynosi 7 H, uzwojenia pierwotnego 0,8 H. Potencjomierz P_1 umieszczony jest wewnątrz odbiornika i nastawiany na stałe śrubokrętem. Przy wyregulowaniu na maksymalną selektywność (tzn. tuż przed punktem samowzbudzenia) — strojenie odbiornika jest już nawet nieco utrudnione.

Przy zmniejszonym do minimum sprzężeniu zwrotnym — można używać filtru do odbioru sygnałów fonicznych przy silnych zakłóceniach. Wtedy mimo obcięcia niskich i wysokich tonów — zrozumiałość jest wystarczająca dla celów radiokomunikacji.

Układ filtru jest bardzo prosty i z powodzeniem być może zastosowany w prostych odbiornikach O-V-1, czy O-V-2 lub superheterodyn nie posiadających filtru kwarcowego.

NORMALNY KANAŁ M. CZ. I WYJŚCIE

W dolnym położeniu przełącznika Prz_4 — sygnał włączony jest na potencjomierz P_2 (1 MΩ), którym regulujemy wzmocnienie m. cz. Ze ślizgacza potencjomierza sygnał steruje siatkę drugiego systemu triodowego lampy 6SL7, a następnie po wzmocnieniu zostaje przyłożony na siatkę wyjściowej tetrody strumieniowej 6V6. W jej anodzie znajduje się transformator głośnikowy (od „Pioniera"). Wyjście słuchawkowe połączone jest z anodą lampy przez kondensator izolujący 0,04 μF/1500 V! Dla zmniejszenia zniekształceń (normalnych w tetrodzie strumieniowej pracującej w kl. A) i wyrównania charakterystyki przenoszenia w granicach selektywności odbiornika — zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne z wtórnego uzwojenia transformatora głośnikowego na katodę wzmacniacza napięciowego m. cz. (6SL7).

REGULACJA WZMOCNIENIA W STOPNIACH W. CZ. I P. CZ.

Do regulacji wzmocnienia w. cz. i p. cz. — do siatek selektod zostaje doprowadzone ujemne napięcie regulacyjne z potencjomierza P_3. Regulacja może być ręczna lub automatyczna, zależnie od położenia manetki przełącznika Prz_3. W położeniu lewym — stałe napięcie ujemne — 80 V, doprowadzone z zasilacza zostaje zwarte do masy (prąd zwarcia ograniczony do mikroamperów przez oporniki 0,25 MΩ i 0,5 MΩ). Jednocześnie zostaje uziemiony koniec opornika obciążenia diody automatyki (d_2 6SQ7). Dioda ta otrzymuje napięcie p. cz. przez kondensator 50 pF, które po wyprostowaniu odkłada się na opornikach 180 kΩ + 1,3 MΩ i już jako ujemne napięcie ARW zostaje skierowane przez filtr wygładzający na siatki selektod. Potencjomierz regulacji ręcznej (P_3) jest wtedy nieczynny i działa jako jedna gałąź filtru.

W prawym położeniu Prz_4 — dioda automatyki zostaje zatkana całym napięciem ujemnym, przechodzącym z zasilacza i przestaje prostować; uziemiony zastaje jednocześnie przez opornik 56 kΩ koniec potencjomierza P_3, który jako zmienny dzielnik napięcia ujemnego z zasilacza dla siatek selektod — staje się ręcznym regulatorem wzmocnienia w. cz. i p. cz. Opornik 65 kΩ zapewnia siatkom lamp przedpięcie — 1,8 V przy dolnym położeniu ślizgacza P_3.

STABILIZACJA NAPIĘCIA

Napięcie dla pierwszego oscylatora, BFO, ekranu pierwszego mieszacza i ogranicznika jest stabilizowane za pomocą stabilizatora gazowego (jarzeniowego) VR 105/30. Napięcie 200 V jest doprowadzone do elektrody dodatniej przez opornik roboczy 6 kΩ/6 W.

ZASILANIE I GŁOŚNIK

Zasilacz odbiornika wraz z głośnikiem jest zmontowany w skrzynce od głośnika radiowęzłowego (patrz rysunek str. 12).

Zasilacz jest w zasadzie konwencjonalny, z tym że napięcie anodowe jest nieco lepiej filtrowane (część filtru mieści się na chassis odbiornika). Dla zmniejszenia strat w anodach lamp, a zarazem temperatury w szczelnie zamkniętej skrzynce odbiornika — napięcie anodowe jest niskie i wynosi tylko 210 V. Z braku odpowiedniego transformatora — obwody żarzenia lamp zasilane są z osobnego transformatora (6 V/1A i 6 V/9A). Ujemne napięcie otrzymuje się z prostownika selenowego przez filtr 50 T pF, 250 kΩ, 4 μF. W skrzyneczce znajduje się przełącznik trzypozycjowy, który w pozycjach 2 i 3 — włącza słuchawki albo głośnik.

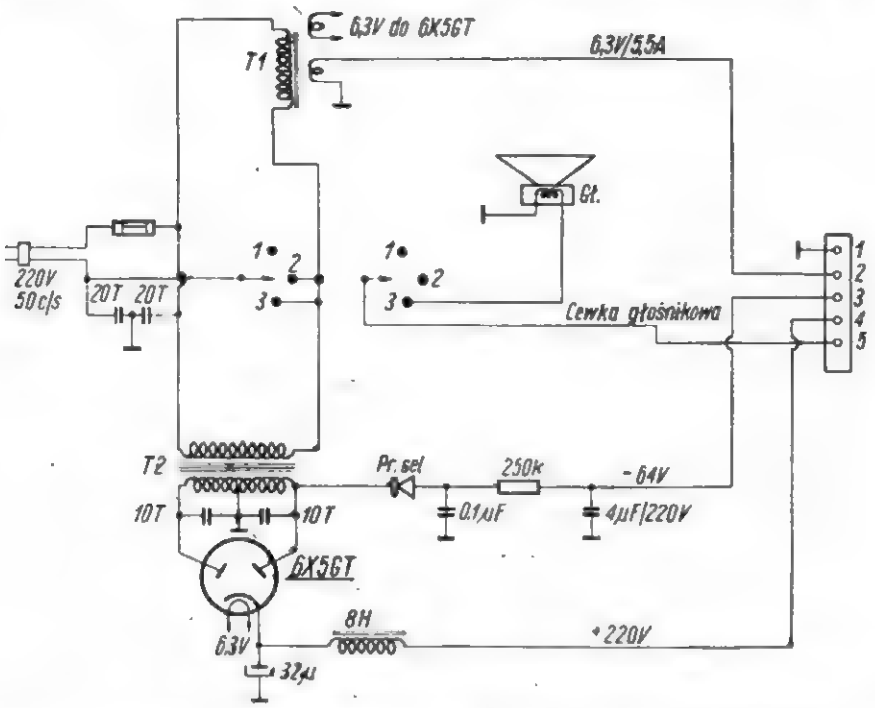
Wszystkie przewody wchodzące do odbiornika są filtrowane w celu zapobieżenia przed przedostaniem się tą drogą niepożądanych sygnałów do wnętrza ekranowanej skrzynki odbiornika. Dzięki temu — przy wyłączonej antenie w odbiorniku słychać jedynie kalibrujące harmoniczne kwarcu, natomiast już na krawieckiej igle (!) włożonej w zacisk anteny i wystającej na zewnątrz, można odebrać kilkaset krótkofalowych stacji europejskich.

STROJENIE ODBIORNIKA

Strojenie odbiornika przeprowadza się analogicznie, jak każdej innej superheterodyny z tą różnicą, że tu wbudowany jest wewnątrz zarówno generator, jak i outputmeter.

Strojenie zaczynamy od końca, regulując trimery i rdzenie w cewkach na maksimum wychylenia listków lampy 6E5. Stroimy przy włączonym kwarcu w p. cz. i możliwie najluźniejszym sprzężeniu obwodów p. cz. oraz włączonej ARW i BFO. Po wystrojeniu p.

cz. stroimy trimery oscylatora, tak aby harmoniczne kwarcu wypadały we



właściwych punktach skali, po czym „podciągamy" trimery i rdzenie w cewkach w. cz. Całość strojenia korygujemy za pomocą oscylografu. Filtr akustyczny stroimy na 900 Hz, dobierając kondensator równoległy filtru „na zero" dudnień z generatorem akustycznym. Następnie dostrajamy dokładnie odbiornik (nastawiony na największą selektywność) do sygnału niemodulowanego z kwarcu i włączamy BFO, które następnie stroimy trimerem na maksimum amplitudy tonu 900 Hz na wyjściu odbiornika.

UWAGI KOŃCOWE

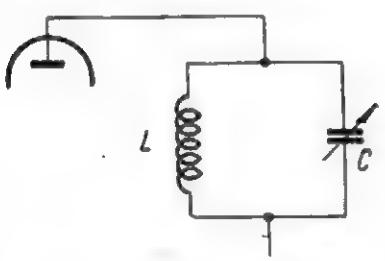
Przed montażem należy przede wszystkim pomierzyć wszystkie przygotowane części, oporniki i kondensatory oraz używać tylko elementów dobrej jakości. Montaż wykonujemy solidnie, zwracając szczególną uwagę na dobre umocowanie elementów, staranne lutowanie i ekranowanie przewodów oraz poszczególnych członów odbiornika. Jako dalsze usprawnienie autor proponuje dobrze wykompensowany duży S-meter, zamiast 6E5, a dla zagorzałych telegrafistów, wypróbowany z doskonałym skutkiem przez autora mieszacz akustyczny zamiast detektora diodowego i BFO.

Odbiornik daje w pracy doskonałe rezultaty, a trud i materiał w niego włożony nie jest wcale tak wielki, jak się na pierwszy rzut oka może wydawać.

Mgr inż. Z. BIEŃKOWSKI SP7LB

Pięć pasm bez przełącznika

NORMALNIE stosowany obwód anodowy (rys. 1) pozwala na przestrajanie stopnia końcowego w stosunkowo niewielkich granicach. Jeśli C jest zwyczajnym kondensatorem obro-



Rys. 1. Pojedyńczy obwód rezonansowy

towym o pojemnościach C_{max} = 450 pF i C_{min} = 10 pF, a przyjęta pojemność montażowa wraz z pojemnością wyjściową lampy C_{dod} = 40 pF, otrzymuje się po podstawieniu do wzoru:

$$n = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + C_{dod}}{C_{min} + C_{dod}}} \quad (1)$$

stosunek częstotliwości n = 3,1.

W praktyce możemy jednym obwodem pokryć pasma 3,5 i 7 MHz lub 14,21 i 28 MHz.

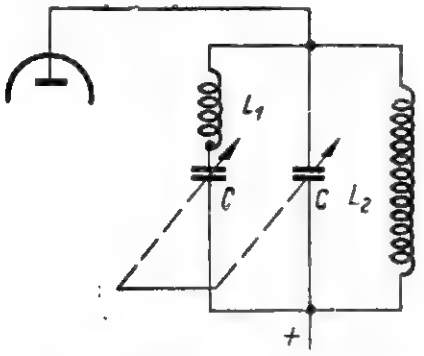
Powstaje tu jednak problem wymiany lub przełączania cewek. Obydwa sposoby mają swoje wady i zalety. Wadą przełączania jest trudność nabycia na rynku krajowym odpowiednich przełączników o małych stratach dla w.cz. i wytrzymujących znaczne napięcia, przekraczające nieraz 1000 V składowej stałej. Poza tym przełącznik taki jest jeszcze jednym elementem wymagającym obsługi i konserwacji, a jeśli jest wykonany sposobem amatorskim — szybko ulega zużyciu. Ponadto amatorzy, którzy próbowali pracy na 28 MHz wiedzą, jak wielką (zbyteczną, a często szkodliwą) indukcyjność wnoszą do obwodu przełączniki.

Stosowanie cewek wymiennych jest prostsze w wykonaniu, ale bardziej kłopotliwe w obsłudze. Dla zmniejszenia strat cewki stopni końcowych nawijane są przeważnie na kalitowych karkasach, a często nawet bezkarkasowo. Dobranie do takiej cewki odpowiedniego wtyku przejściowego nastręcza nieraz wiele trudności. Dla uniknięcia strat dielektrycznych zamiast cokołów i podstawek lampowych trzeba stosować specjalnie wykonane złącza wtykowe z dużym odstępem międzyelektrodowym i z dobrego materiału dielektrycznego. Dodać należy, że taka cewka musi posiadać co najmniej trzy styki, a uwzględniając dopasowanie anteny — nawet cztery.

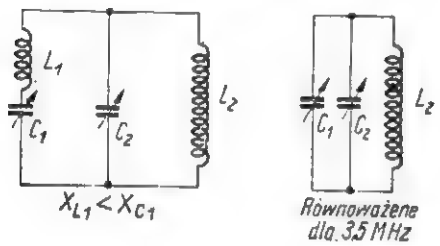
Stosując specjalny obwód rezonansowy — można uzyskać pokrycie nim wszystkich krótkofalowych pasm amatorskich, tj. 3,5, 14, 21, i 28 MHz bez stosowania przełącznika lub wymiany cewek.

Zasadniczy schemat takiego obwodu wielopasmowego pokazany jest na rys. 2. Obwód ten składa się z cewki L_1, cewki L_2 oraz jednego podwójnego kondensatora obrotowego C. Osobliwością takiego obwodu jest posiadanie jednocześnie dwóch częstotliwości rezonansowych. Aby to dokładniej zrozumieć, rozpatrzmy najpierw przypadek rezonansu dla częstotliwości 3,5 MHz. Dla

tej częstotliwości cewka L_1 stanowi małą oporność indukcyjną (rys. 3). W szereg z cewką połączony jest kondensator C_1, którego oporność dla częstotliwości 3,5 MHz jest duża, lecz znaku przeciwnego. Ostatecznie przeważa oporność pojemnościowa o wartości wypadkowej nieco mniejszej niż C_1. Po-



Rys. 2. Obwód wielopasmowy

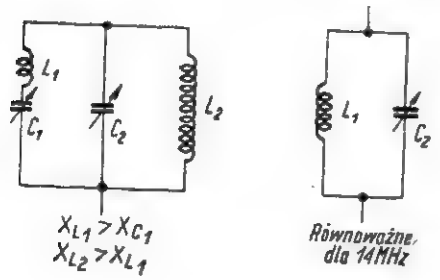


Rys. 3

jemność ta dodaje się do pojemności obwodu równoległego L_2 i C_2. Powstaje w ten sposób obwód rezonansowy, złożony z indukcyjności L_2 i pojemności wypadkowej C_2 i C_1, nieco mniejszej niż 2 x C_2, gdy $C_1 = C_2$.

Przy równoczesnej zmianie pojemności C_1 i C_2 na mniejszą uzyskuje się w pewnym miejscu rezonans na częstotliwość 7 MHz. Wypada to mniej więcej w okolicy rezonansu samego obwodu L_2 i C_2. Układ obwodu jest taki, jak i dla częstotliwości 3,5 MHz.

Rozpatrzmy teraz obwód dla częstotliwości większych, np. dla 14 MHz (rys. 4). Dla tej częstotliwości oporność



Rys. 4

cewki L_1 jest znaczna i przeważa nad opornością pojemności C_1. Natomiast cewka L_2 ma tak wielką oporność, że można traktować ją z dużym przybliżeniem jako dławik. Otrzymuje się więc obwód rezonansowy, jak na rys. 4, złożony z indukcyjności L_1 oraz szeregowo połączonych pojemności C_1 i C_2. Ponieważ L_1 jest mniejsza od L_2, a połączenie obu pojemności szeregowe, częstotliwość rezonansowa będzie znacznie większa od częstotliwości obwodu z rysunku 3. Ciekawą cechą tego obwodu jest fakt, że lampa nie jest podłączona na cały obwód, ale na zaczep, jaki stanowi dzielnik pojemnościowy C_1 i C_2. Daje to podwójną korzyść, zmniejsza tłumienie obwodu oraz zmniejsza pojemność wnoszoną przez lampę do obwodu, co jest bardzo ważne przy wielkich częstotliwościach.

Dla lepszego zrozumienia występujących zjawisk należy krótko przeanalizować matematyczne ujęcie zagadnienia takiego obwodu.

Z warunków na rezonans obwodu z rysunku 2 otrzymuje się następujące zależności:

$$f_1 = \sqrt{\frac{L_1 + 2L_2 - \sqrt{L_1^2 + 4L_2^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot C}} \qquad (2)$$

oraz

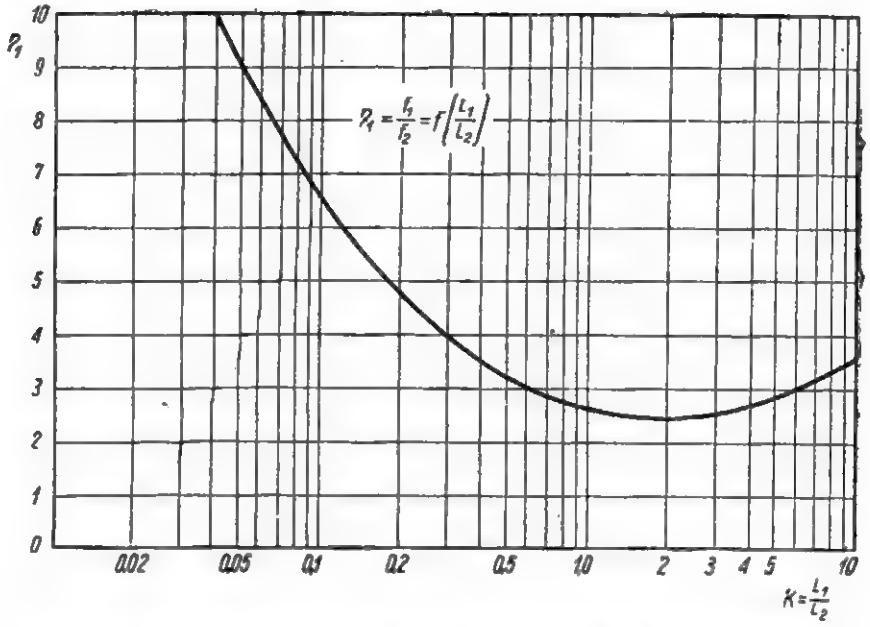
$$f_2 = \sqrt{\frac{L_1 + 2L_2 + \sqrt{L_1^2 + 4L_2^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot C}} \qquad (2a)$$

Różnica w obu częstotliwościach rezonansowych polega — jak widzimy — na tym, że raz dodaje się wyraz $\sqrt{L_1^2 + 4L_2^2}$, a raz odejmuje, przy czym zawsze $L_1 + 2L_2$ jest nieco większe od wspomnianego wyrazu

$$\sqrt{L_1^2 + 4L_2^2}$$

Stosunek obu częstotliwości:

$$n_1 = \frac{f_2}{f_1} \qquad (3)$$



Rys. 5. Zależność stosunku częstotliwości od stosunku indukcyjności

Stosunek ten zależy od stosunku indukcyjności L_1 do L_2. Jeśli oznaczyć

$$k = \frac{L_1}{L_2} \qquad (4)$$

czyli $L_1 = k \cdot L_2$ (4a)

można przyjąć, że stosunek częstotliwości n_1 jest fukcją wielkości k. Przebieg tej fukcji podany jest na rys. 5.

Minimum stosunku częstotliwości przypada dla $k = 2$ i wynosi $n_1 = 2{,}42$.

Z wykresu widać, że gdy L_2 jest znacznie większe od L_1, wtedy stosunek obu częstotliwości jest duży. W praktyce potrzeba zazwyczaj, aby stosunek wynosił około $\frac{14\ \text{MHz}}{3{,}5\ \text{MHz}}$ a więc około 4. Z wykresu na rys. 5 znajdujemy: dla $n_1 = 4$, $k = 0{,}25$; indukcyjność L_2 powinna być więc 4 razy większa od indukcyjności L_1.

Wynik ten nie daje nam jeszcze odpowiedzi, jaką indukcyjność powinny mieć obie cewki.

Napiszmy wzory (2) i (2a) w innej postaci, podstawiając do nich zależność (4a):

$$f_1 = \sqrt{\frac{k + 2 - \sqrt{k^2 + 4}}{2 \cdot k \cdot (4 \cdot \pi^2 \cdot L_2 \cdot C)}} \qquad (5)$$

$$f_2 = \sqrt{\frac{k + 2 + \sqrt{k^2 + 4}}{2 \cdot k \cdot (4 \cdot \pi^2 \cdot L_2 \cdot C)}} \qquad (5a)$$

Dla ułatwienia dalszych rachunków i analizy otrzymanych wyników musimy zrobić jeszcze jedno podstawienie;

niektóre mianowicie wyrazy pod pierwiastkami zastąpimy literami p i q.

Podstawiamy:

$$p = \frac{k+2-\sqrt{k^2+4}}{2\cdot k} \qquad (6)$$

$$q = \frac{k+2+\sqrt{k^2+4}}{2\cdot k} \qquad (6a)$$

Uwzględniając p i q w równaniach (5) i (5a) otrzymujemy:

$$f_1 = \frac{1}{2\cdot\pi\sqrt{\frac{L_2}{p}\cdot C}} \qquad (7)$$

oraz

$$f_2 = \frac{1}{2\cdot\pi\sqrt{\frac{L_2}{q}\cdot C}} \qquad (7a)$$

Równania (7) i (7a) przedstawiają wzory na częstotliwość rezonansową obwodów prostych, jak np. przedstawionych na rys. 1, składających się z pojemności C i indukcyjności odpowiednio $\frac{L_2}{p}$ lub $\frac{L_2}{q}$. Jeśli w końcu oznaczymy

$$L_{z_1} = \frac{L_2}{p}$$

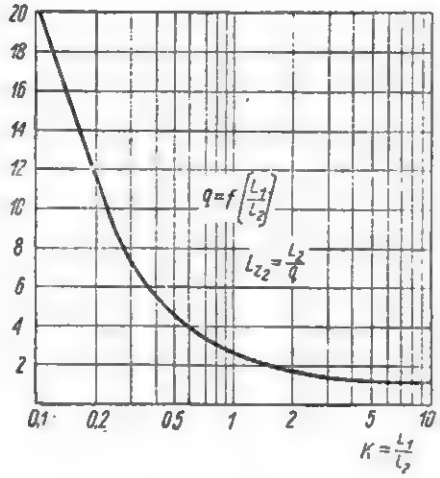
aorz (8)

$$L_{z_2} = \frac{L_2}{q}$$

będziemy mogli dokonywać obliczeń, stosując normalne nomogramy dla częstotliwości rezonansowej obwodu złożonego z pojemności C i indukcyjności zastępczej L_{z_1} dla częstotliwości mniejszych oraz L_{z_2} dla częstotliwości większych.

Wartości p i q podane są na wykresie (rys. 6 i 7).

Dla przykładu — obliczmy obwód rezonansowy z rys. 2 dla pasm 3,5, 7, 14, 21 i 28 MHz, przyjmując kondensator obrotowy 2 x 150 pF. W obliczeniach przyjmujemy $C_{max} = 150 + 20 = 170$ pF, $C_{min} = 10 + 20 = 30$



Rys. 7

pF, gdzie 20 pF stanowi wymieniona na początku pojemność dodatkowa.

$$n = \sqrt{\frac{170}{30}} = 2{,}38$$

Ponieważ stosunek 7 MHz do 3,5 MHz = 2, występuje pewna rezerwa pokrycia na wypadek ewentualnych niedokładności obliczeń i wykonania. Zakładamy, że rezonans dla 3,5 MHz powinien wystąpić przy $C = 140 + 20$, czyli przy 160 pF, a więc przy niezupełnie wkręconym kondensatorze. Pojemności tej odpowiada indukcyjność L_{z1}. Wartość $L_{z1} = 12{,}8$ µH odczytujemy z nomogramów*) dla 3,5 MHz i 160 pF. Z kolei przyjmujemy, że rezonans dla 14 MHz powinien wystąpić przy pojemności kondensatora około 130 pF. Nie możemy tutaj przyjąć tej samej pojemności, bo wtedy jednocześnie wystąpiłby rezonans dla 3,5 MHz i dla 14 MHz, co przy wielostopniowym nadajniku z powielaniem częstotliwości niepotrzebnie komplikowałoby strojenie i przysparzało dodatkowych strat.

Gdyby przyjąć dla 14 MHz pojemność 140 pF, wtedy stosunek $n_1 = 4$. Ponieważ jednak przyjmujemy pojemność nieco mniejszą, stosunek ten może być mniejszy. Przyjmujemy $n_1 = 3{,}75$. Z wykresu na rys. 5 odczytujemy dla $n_1 = 3{,}75$ wartość $k = 0{,}33$. Dla tej wartości $k = 0{,}33$, znajdujemy z wykresu na rys. 6 i 7 wartości $p = 0{,}46$ oraz $q = 6{,}65$.

Z zależności (8) otrzymujemy:

$$L_2 = L_{z1} \cdot p = 12{,}8 \cdot 0{,}46 = 5{,}89 \text{ µH}$$

oraz z zalcżności (4a):

$$L_1 = k \cdot L_2 = 0{,}33 \cdot 5{,}89 = 1{,}96 \text{ µH}$$

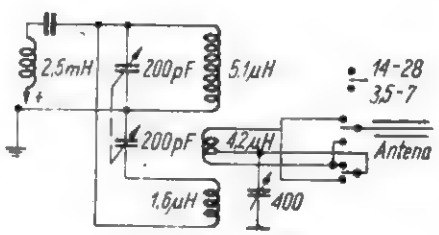
Dla sprawdzenia obliczeń i wykresów możemy przeliczyć górną częstotliwość rezonansową przy minimalnej pojemności $C_{min} = 10$ pF. Do tej minimalnej pojemności kondensatora dodajemy pojemność dodatkową 10 pF, czyli mniejszą niż w poprzednich układach, gdyż pełna pojemność wyjściowa lampy i montażowa przyłożona jest do dzielnika pojemności i gra małą rolę. Znaczenie decydujące ma pojemność własna i montażowa cewki L_1.

Podstawiamy do (2a) wartości: $C = 20$ pF, $L_1 = 96$ µH, $L_2 = 5{,}89$ µH

$$f_2 = \sqrt{\frac{1{,}96+2\cdot 5{,}89+\sqrt{1{,}96^2+4\cdot 5{,}89^2}}{8\cdot\pi^2\cdot 1{,}96\cdot 5{,}89\cdot 20}} =$$

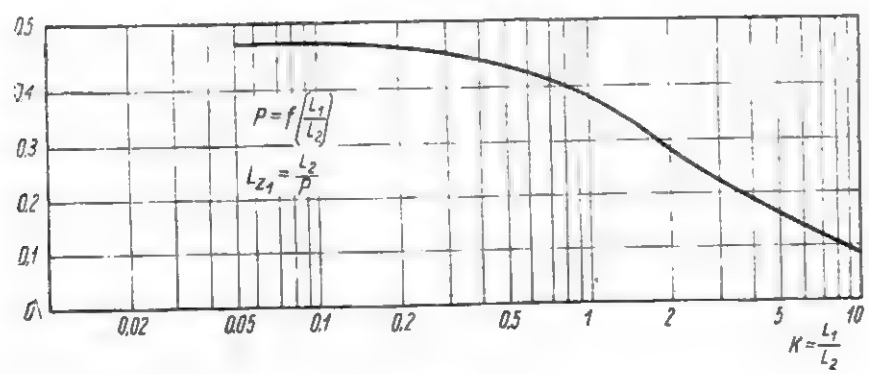
$$= 37{,}6 \text{ MHz.}$$

Jak widać — istnieje dość znaczny zapas na pokrycie błędów wykonawstwa i obliczeń.



Rys. 8. Przykład zastosowania obwodu wielopasmowego

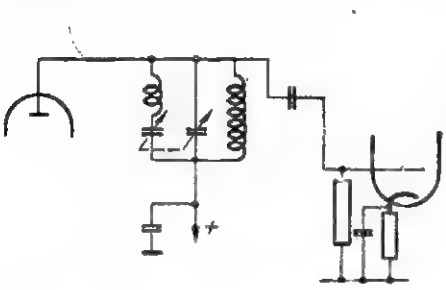
Po zaprojektowaniu parametrów elektrycznych obwodu — przystępujemy z kolei do zaprojektowania układu elektrycznego. Najistotniejszym zagadnieniem jest uzyskanie odpowiedniego sprzężenia dla wszystkich częstotliwości. Pamiętać należy, że dla częstotliwości 3,5 i 7 MHz „aktywną" jest cewka L_2, natomiast dla pozostałych większych częstotliwości — „aktywną"



Rys. 6

*) „Nomogramy i tablice radiotechniczne" — K. Lewiński, Wyd. Komunikacyjne.

jest cewka L_1. W związku z omawianą uniwersalnością obwodu należy zastosować sprzężenie nie zmniejszające tej zalety.



Rys. 9. Stopień powielania

Spotyka się tutaj szereg różnych rozwiązań. Przeważnie jednak stosuje się w stopniu końcowym sprzężenie indukcyjne (rys. 8), natomiast w stopniach poprzedzających, np. powielających — sprzężenie pojemnościowe (rys. 9).

Tego rodzaju obwody cechuje niewielkie tłumienie harmonicznych, a nawet przy niewłaściwym zaprojektowaniu jednoczesny rezonans dla częstotliwości podstawowej i harmonicznej. Z tych powodów wskazane jest stosowanie anteny strojonej obwodem rezonansowym o szerokim zakresie przestrajania z możliwością każdorazowego dopasowania oporności wejściowej anteny do oporności wyjściowej stopnia końcowego.

Opisany obwód szerokopasmowy jest stosowany zagranicą ze względu na swą prostotę i wygodę w pracy. U nas stosuje go w swym nadajniku mgr inż. Kachlicki SP3PK.

Wyniki Międzynarodowych Zawodów Krótkofalarskich w rocznicę śmierci A. Popowa

PODAJEMY wyniki Międzynarodowych Zawodów Krótkofalarskich, zorganizowanych przez Centralny Radioklub DOSAAF w dniu 9 maja 1954 r., dla uczczenia 59 rocznicy śmierci genialnego uczonego rosyjskiego, wynalazcy radia — Aleksandra Popowa. Wyniki te zostały obliczone przez Międzynarodową Komisję Sędziowską, składającą się z przedstawicieli krajów uczestniczących w zawodach i obradującą w Moskwie. Przedstawicielem Centralnego Klubu Łączności LPŻ w Komisji Sędziowskiej był Anatol Jegliński ex-SP1CM.

PUNKTACJA ZESPOŁOWA

A. Nadawcy:

I	ZSRR	1 132 125 punktów
II	Czechosłowacja	714 511 „
III	Polska	286 834 „
IV	NRD	131 845 „
V	Rumunia	91 299 „
VI	Węgry	74 893 „
VII	Bułgaria	70 112 „

B. Nasłuchowcy:

I	ZSRR	1 756 476 punktów
II	Polska	251 985 „
III	Czechosłowacja	118 411 „
IV	NRD	109 416 „
V	Bułgaria	37 269 „
VI	Rumunia	8 832 „
	Węgry	—

Za podstawę do klasyfikacji zespołowej przyjmowano sumę wyników pierwszych dziesięciu stacji z każdego kraju.

KLASYFIKACJA OGÓLNA NADAWCÓW

1.	UB5KAG	347	QSO	183	stns	185 822 punktów
2.	OK3IA	374	„	163	„	176 134 „
3.	UA3KAE	336	„	146	„	146 584 „
4.	UA3CR	359	„	129	„	135 095 „
5.	UA6KTB	291	„	138	„	118 956 „
6.	SP3PW	247	„	135	„	98 145 „
7.	UC2KAB	259	„	123	„	95 526 „
8.	UA3KWA	216	„	141	„	95 312 „
9.	UA4KCE	244	„	128	„	94 900 „
10.	UA2KAW	230	„	130	„	89 180 „

Dalsze miejsca następnych 9 polskich zawodników:

22.	SP6WF	203	QSO	83	stns	49 053 punktów
27.	SP5KAB	143	„	85	„	34 510 „
29.	SP9KAD	127	„	75	„	28 194 „
31.	SP2KAE	104	„	78	„	23 556 „
34.	SP3KAU	103	„	61	„	18 605 „
37.	SP5AR	73	„	45	„	9 405 „
38.	SP2BF	73	„	44	„	9 372 „
41.	SP5BL	63	„	45	„	8 145 „
42.	SP5BQ	61	„	47	„	7 849 „

Ogółem wzięło udział w zawodach 368 nadawców. Kolejność zajętych pierwszych 3 miejsc w poszczególnych krajach przedstawia się następująco: ZSRR: 1) UB5KAG, 2) UA3KAE, 3) UA3CR; Czechosłowacja: 1) OK3IA, 2) OK3DG, 3) OK1LM; Polska 1) SP3PW, 2) SP6WF, 3) SP5KAB; NRD: 1) DM2ABL, 2) DM2ADL, 3) DM2AFM; Rumunia: 1) YO3RF, 2) YO3RD, 3) YO3CA; Węgry: 1) HA5BB, 2) HA5BE, 3) HA5BS; Bułgaria: 1) LZ1KAB, 2) LZ1KDP, 3) LZ1KPZ.

KLASYFIKACJA OGÓLNA NASŁUCHOWCÓW

1.	UB6—5478	966	QSO	222	stns	564 900 punktów
2.	UB5—5014/UA3	462	„	178	„	206 808 „
3.	UR2—22507	313	„	189	„	102 969 „
4.	UB5—16662	310	„	170	„	147 220 „
5.	UB5—19006	276	„	145	„	119 770 „
6.	UB5—5208	224	„	177	„	118 944 „
7.	UA1—11114	254	„	137	„	103 298 „
8.	UB5—5256	242	„	178	„	100 748 „
9.	UC2—2416	170	„	147	„	82 761 „
10.	UB5—16669	207	„	132	„	79 068 „

Miejsca uzyskane przez polskich zawodników

11.	SP2—502	201	QSO	120	stns	77 184 punktów
12.	SP8—127	180	„	125	„	67 500 „
17.	SP9—115	92	„	85	„	23 460 „
18.	SP8—021	95	„	76	„	21 660 „
19.	SP8—032	112	„	62	„	20 460 „
24.	SP9—564	77	„	58	„	13 398 „
25.	SP4—015	72	„	57	„	12 312 „
31.	SP3—045	51	„	47	„	6 157 „
32.	SP3—044	50	„	47	„	6 110 „
33.	SP9—106	45	„	32	„	3 744 „

Zawody „Helvetia 22" w 1955 roku

ZGODNIE z tradycją lat ubiegłych zrzeszenie szwajcarskich radioamatorów USKA organizuje w roku bieżącym międzynarodowe zawody „Helvetia 22". Zawody rozpoczną się dnia 19 marca 1955 r. o godz. 15.00 GMT i zakończą się dnia 20 marca 1955 r. o godzinie 17.00 GMT.

Zawody polegają na nawiązaniu możliwie największej ilości QSO ze stacjami w każdym z 22 kantonów Szwajcarii i wymienieniu numerów kontrolnych, zawierających raport i numer porządkowy łączności, poczynając od **001.** Obie stacje muszą w czasie QSO używać tego samego rodzaju emisji. Przy fonii obowiązuje raport **RS,** przy telegrafii zaś **RST.**

Łączność w zawodach może być nawiązywana na wszystkich krótkofalowych pasmach częstotliwości (3, 5; 7; 14; 21 i 28 MHz). Wywoływanie w zawodach brzmi „CQ HB" lub „CQ H22".

Punktacja przedstawia się następująco: za każde QSO ze stacją szwajcarską — 3 punkty. Sumę otrzymanych w ten sposób punktów mnoży się przez ilość kantonów, z którymi pracowano na każdym paśmie (największy możliwy mnożnik na każdym paśmie wynosi 22). Rozpatrywane będą wyłącznie dzienniki zawodów, spełniające poniższe wymagania: osobny dziennik za każde pasmo pisany jednostronnie (druga strona papieru wolna), podpisana deklaracja końcowa, stwierdzająca, że uczestnik stosował się ściśle do regulaminu zawodów oraz uznaje decyzje komisji sędziowskiej USKA za ostateczne. Dzienniki zawodów muszą być wysłane do dnia 31 marca 1955 r. *). Dyplomy zostaną przyznane za osiągnięcia trzech pierwszych miejsc w każdym uczestniczącym kraju.

Należy dodać, że za potwierdzoną kartami QSL łączność z 22 kantonami Szwajcarii można otrzymać specjalny dyplom „Helvetia 22".

Jak rozpoznać kanton według znaku stacji, ilustruje tabelka. Na przecięciu pierwszej i drugiej litery znaku znajdujemy skrót nazwy kantonu. Skróty oznaczają:

ZH Zurich	SH Schaffhouse
BE Berne	AR Appencell
LU Lucerne	SG St. Gall
UR Uri	GR Grisons
SZ Schwyz	AG Argovie
NW Unterwald	TG Thurgovie
GL Glaris	TI Tessin
ZG Zoug	VD Vaud
FR Fribourg	VS Valais
SO Soleure	NE Neuchâtel
BS Basle	GE Geneva

*) przez Biuro QSL.

Druga litera znaku wywoławczego

Pierwsza litera znaku wywoławczego	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z
A		ZH	TI	BS		BS		ZH		VD	VD	BE	BE	ZH		GE			GE	BE	BE					NE	
B	BS		VB		ZH	NE		LU			SO	ZH	ZH		FR	VD	ZH	NW	VD	BS	BE	AG		ZH	SH		ZH
C		AG	GE				SH		GL	FR	VD	TI	BS	BE		BE	ZH			ZH	GE	VS	BE	LU	ZH	TI	BE
D		NE	BE		GE	TI	NE	LU			FR	FR	AR	BE		LU		VD	BE	BE	FR	BS		BE		FR	BE
E			ZH	BE	ZH		GR	VD		GE	VS	BE	ZH	GR	ZH	AG		BE	ZG		GE	ZG	ZH	ZH	ZG	FR	
F	VD	BS		ZH	ZH	FR	GE		BE	FR	FR	ZH	BE	BS	BE	FR	BE	GR	ZH		ZH	AG	GE	BE	GE	BS	
G	BE	BE	LU		BE	LU	ZH	GR	BE	BE	ZH	ZH	BS	GE	VD	GE	SG	ZH	GE	LU		BS		LU	BE	BE	SG
H		TG					ZH	ZH	NE	BE	TI	SZ	BE	ZH	BE	ZH	VD	ZH	GE	ZH	ZH	GE	BE		FR	ZH	GE
I		VD	BE	BE	ZH		ZH	BS	BE	ZH	ZG		SG	ZH	ZH		ZH	ZG	AG	BE	BS	GE	LU	LU	SZ		BE
J	ZH	ZH		ZH	TG	TI	SO	ZH	ZH	ZH	FR	SG	ZH	NE		LU	ZH	BE	BS	BS	SG	BE	ZH	ZH	FR	TG	SZ
K	VD	ZH	AG	BE	SG			ZH	ZH	BE	VD		ZH	ZH	ZH	SG	BE		ZH	ZH	BS	BS	ZH	BE	BS	GE	ZH
L	VD	VD	BE	TI	ZH	ZH	LU	TI		SG	AG	AG	NE		NE	ZH	BE	TG	BE	ZH	ZH	GE		GR		BE	FR
M	BE	BS	BE	BE	ZH	ZH	FR	VS	SO	BE		BS	SH	SH	BE	LU	BE	AG	BE		NE	VD	BE	VD	SG	BE	VD
N		ZH	ZH	VD		BE	BE	BE	TI	ZH	BE		LU	SO	VD	VD		AG	ZH	TI	BE	ZH	TG	BE		ZH	
O		VD	BE	BE	BE	VD	NE	GE	TG	VS	ZH		SH	NE	GE	BS	ZH	AG	NE		ZG	BE	BE		NE	SG	BS
P	BS	BE	BE	ZH	AG	SG	ZH	GE	ZH	BS	GE	BE	ZH	GE	ZH	GE	BS	LU	BE	NE	BS	SG	VD	ZH	ZH	SO	VD
Q		ZH	ZH	GE	VD	ZH	BE	SO	ZH	AG	ZH	BE	TI	GE	ZH	DE	VD	ZH	SG	VS	BE	ZH	SO	YS	AG	BS	BS
R					ZH	ZH	ZH		ZH		FR	FR	BE	GE	ZH			AG	FR		ZH	ZH	AG		VD	AG	
S	SO	NE											BE							ZH							
T	ZH																									
U	ZH																									
V																										
W	SG																									
X	ZH																									
Y																										
Z																										

Przykład HB9 GM — kanton Genewa

Stałe współzawodnictwo nadawców i nasłuchowców „SWNN"

DLA podniesienia kwalifikacji technicznych i operatorskich oraz zwiększenia i wykazania osiągnięć krótkofalowców polskich w skali krajowej i międzynarodowej — Centralny Klub Łączności Ligi Przyjaciół Żołnierza organizuje stałe współzawodnictwo nadawców i nasłuchowców PRL.

REGULAMIN „SWNN"

1. We współzawodnictwie biorą udział wszyscy nadawcy i nasłuchowcy.
2. Wyniki współzawodnictwa ustalane są na podstawie następującej punktacji:
   a) za każdą kartę QSL potwierdzającą łączność lub nasłuch nowego kraju (prefiksu) liczy się 1 punkt.
   b) za każdą kartę QSL, potwierdzającą łączność lub nasłuch nowej strefy liczy się 15 punktów.

   Uwaga: Kraje i strefy liczą się osobno na każdym paśmie częstotliwości. Jako podstawę do obliczeń przyjmuje się wykaz prefiksów i stref, zamieszczony w miesięczniku RADIOAMATOR. Okręgi wywoławcze ZSRR i krajów demokracji ludowej traktuje się jako osobne kraje.
3. Potwierdzenie łączności lub nasłuchu tego samego kraju i strefy na różnych pasmach częstotliwości może być dokonane przez tę samą stację, jednak przy pomocy osobnych kart QSL.
4. Ta sama karta QSL może stanowić jednocześnie potwierdzenie kraju i strefy na tym samym paśmie.
5. Ważne są jedynie karty, potwierdzające QSO lub nasłuch, dokonany po dniu 22 lipca 1950 r.
6. Wyniki, obliczane na bieżąco przez Komisję, będą publikowane co miesiąc w „Radioamatorze" w 4-ch klasach:

   I — nadawcy kategorii A, B i I,
   II — nadawcy kategorii C i II,
   III — nadawcy kategorii III,
   IV — nasłuchowcy.

Uwaga: W przypadku uzyskania przez nasłuchowca licencji — będzie on przez okres jednego roku od daty jej wystawienia wykazywany w dalszym ciągu w klasie IV z tym, że po znaku nasłuchowym będzie umieszczony w nawiasie jego obecny znak wywoławczy, a do punktacji zaliczane będą wyłącznie potwierdzenia nasłuchów, dokonanych przed uzyskaniem licencji. Po upływie 3 miesięcy od daty wystawienia licencji będzie on wykazywany jednocześnie z klasą IV w klasie I, II lub III (zależnie od kategorii licencji) według potwierdzeń za przeprowadzone przez niego w tym okresie łączności pod swoim nowym znakiem wywoławczym.

W przypadku uzyskania przez nadawcę wyższej kategorii zezwolenia będzie on przesunięty do następnej klasy z opóźnieniem 3-miesięcznym, zachowując dotychczasową ilość punktów.

7. Uczestnikom „SWNN" nadawcom i nasłuchowcom będą przyznawane nagrody i dyplomy:
   a) za osiągnięcie 2000 punktów — dyplom I klasy oraz cenna nagroda,
   b) za osiągnięcie 1500 punktów — dyplom II klasy oraz cenna nagroda,
   c) za osiągnięcie 750 punktów — dyplom III klasy.

Niezależnie od powyższego, uczestnicy „SWNN", którzy osiągną największy przyrost punktów w każdym roku kalendarzowym, poczynając od 1 stycznia 1955 — otrzymają dyplomy za I, II i III miejsce w poszczególnych kategoriach oraz zostaną nagrodzeni sprzętem radiowym. Lista uczestników „SWNN" w kolejności przyrostu punktów w danym roku kalendarzowym będzie ogłaszana do 15 lutego roku następnego.

Uwaga: Osiągnięcia w „SWNN" będą wliczane jako jeden z warunków do odpowiednich sportowych klas mistrzowskich.

8. Obliczenia wyników dla nadawców i nasłuchowców każdego województwa na podstawie potwierdzeń już posiadanych oraz nadchodzących bieżąco przez Wojewódzkie Biura QSL — dokonują Wojewódzkie Komisje „SWNN". Wojewódzka Komisja „SWNN" składa się z kierownika wojewódzkiego Biura QSL i czterech aktywistów (zaawansowanych krótkofalowców, wytypowanych przez Klub Wojewódzki).

Wojewódzkie Komisje „SWNN" przesyłają obliczone wyniki na odpowiednim formularzu do Centralnej Komisji „SWNN" w terminie do 5 każdego miesiąca.

Centralna Komisja „SWNN" składa się z kierownika Centralnego Biura QSL i czterech aktywistów (zaawansowanych krótkofalowców, wytypowanych przez Klub Centralny).

Członkowie Komisji Wojewódzkich oraz Komisji Centralnej wybierają przewodniczących spomiędzy siebie. Skład musi być zatwierdzony przez Zarząd Główny LPŻ. Każda zmiana w składzie Komisji wymaga powtórnego zatwierdzenia oraz ogłoszenia w „Radioamatorze".

Miesięczne zestawienie wyników powinno być podpisane przez co najmniej trzech członków Komisji i opatrzone pieczęcią merytorycznego Zarządu LPŻ. Komisja obowiązana jest prowadzić odpowiednią dokumentację pracy, w której uwidocznione będzie każda punktowana karta QSL, data łączności lub nasłuchu i data nadejścia karty. Bieżący stan „SWNN" powinien być wywieszony na widocznym miejscu w Klubach Wojewódzkich i Klubie Centralnym.

CENTRALNY KLUB ŁĄCZNOŚCI
LIGI PRZYJACIÓŁ ŻOŁNIERZA

CO SŁYCHAĆ w EA9?

EA4BH przedsięwziął ekspedycję do Rio de Oro (Złote Wybrzeże), gdzie pracował pod znakiem EA9DD. Aby ułatwić wielu amatorom QSO z tym egzotycznym krajem — EA9DD ograniczył treść QSO tylko do raportu, pracując zresztą na bk. W ten sposób, w przeciągu 10 dni trwania wyprawy nawiązał on 2247 QSO.

Natomiast stacja EA9DC, pracująca w ramach ekspedycji do Sidi Ifni nie prowadziła w ogóle dziennika stacyjnego i oczywiście nie wysłała ani jednej karty QSL. Za takie „wyczyny", nie licujące z godnością krótkofalowca, operator stacji EA9DC został usunięty z URE (5AR).

Z życia Sekcji Łączności LPŻ w Rzeszowie

W związku z powstaniem Sekcji Łączności LPŻ przy Wytwórni Sprzętu Komunikacyjnego w Rzeszowie, chciałbym podzielić się z Czytelnikami RADIOAMATORA kilkoma swoimi spostrzeżeniami z pracy Sekcji.

Najcięższy był niewątpliwie początek, kiedy było tylko paru zapaleńców i nic ponadto. Z braku odpowiedniego pomieszczenia pierwsze zebranie organizacyjne odbyło się w prywatnym mieszkaniu. Na zebraniu tym wybrano Zarząd Sekcji i wytyczono wstępny plan pracy. Od tej chwili rozpoczęła się bieganina za pomieszczeniem dla Sekcji, wyposażeniem warsztatowym, materiałem montażowym oraz innymi drobiazgami, niezbędnymi do rozpoczęcia pracy. Nieśmiała prośba o pomoc, skierowana do Dyrekcji WSK w Rzeszowie i POP, spotkała się z nadzwyczaj przychylnym ustosunkowaniem. Doceniając potrzebę utworzenia i wyposażenia takiej Sekcji, Naczelny Dyrektor WSK ob. Smolarkiewicz i Dyrektor ob. Kuleszo umożliwili Sekcji wybranie spośród nieużywanych już narzędzi poważnego zasobu sprzętu warsztatowego, a główny energetyk postarał się, aby Sekcja nie odczuwała braku materiałów elektrotechnicznych.

Zrozumienie, z jakim spotkaliśmy się w zakładzie pracy, pomogło nam w szybkim uzyskaniu odpowiedniego lokalu w Osiedlu WSK i wyposażenia wystarczającego w zupełności na rozpoczęcie pracy. Zachęceni tym powodzeniem koledzy z zapałem przystąpili do pracy w Sekcji, wykonując całą instalację elektryczną w lokalu i przygotowując ją do poważniejszych prac. To, co zaczęło się w Sekcji dziać — przyciągnęło innych. Na wypożyczonym z Wojewódzkiego Klubu Łączności LPŻ generatorze m. cz. rozpoczęli „trening" w nadawaniu i odbiorze sygnałów Morse'a ci koledzy, którzy nie ukończyli jeszcze kursu II stopnia. Ze szczególną pasją trenował Kol. Wojnar i mimo dużych trudności nie rozstawał się z kluczem, nie dając za wygraną. Inni, jak Kol. Skorupka, rozpoczęli nasłuchy na jedynych odbiornikach, z jakich mogliśmy skorzystać (Pionier czy też Aga). Wreszcie skończył się okres prowizorki i przystąpiono do planowej pracy, polegającej na wykonaniu własnego generatora m. cz. (który umożliwi systematyczną naukę odbioru i nadawania znaków Morse'a), oraz małego, na razie prostego odbiornika na pasma amatorskie O-V- 1, odpowiedniejszego do nasłuchów niż Aga czy Pionier. Praca w sekcji rozgorzała na dobre, a niektóre części potrzebne do montażu dostarczył Kol. Bieszczad z Woj. Klubu Łączności LPŻ. Tu jednak utknęliśmy. Okazało się, że magazyn rzeszowskiego LPŻ dysponuje tak małym asortymentem części, że nie można z tego złożyć nie tylko odbiornika O-V-1, ale prawdopodobnie żadnego urządzenia radiotechnicznego. Zamiast jednego kondensatora musimy stosować 4 inne, co nie zawsze jest racjonalne, ze względu na oszczędność miejsca. Dlatego też, mimo naszych szczerych chęci, tempo pracy wybitnie zmalało i trzeba czekać, aż nadejdą takie części, jakie są nam potrzebne. W międzyczasie wykonaliśmy całkowicie nową nawijarkę z licznikiem do nawijania cewek, nie wpłynęło to jednak wcale na przyspieszenie ukończenia prac rozpoczętych poprzednio. Wydaje mi się, że na obecnym etapie konieczna jest pomoc władz LPŻ w uzyskaniu odpowiednich części, a może także (co nieśmiało proponuję) przydziale jakiegoś odbiornika krótkofalowego. Nasza przeszło miesięczna praca dowodzi, że wiele można zrobić przy dobrych chęciach. Chcielibyśmy, aby za naszym przykładem stworzyli takie Sekcje koledzy z pokrewnych zakładów przemysłowych.

S. KOPEĆ

Na pasmach amatorskich

W okresie od połowy listopada do połowy grudnia aktywność stacji polskich w eterze była wyjątkowo słaba. Wiele stacji oczekuje w dalszym ciągu na prolongatę licencji. Na pasmach 3,5 i 7 MHz najaktywniejsza była SP5AA, na 14 i 21 MHz — SP3PK. Na 3,5 i 7 MHz byli także czynni: SP2AP, SP5FM i SP9KJ oraz na wszystkich pasmach z wyjątkiem 28 MHz — SP9KAD i SP3AK. A oto ciekawsze stacje, z którymi nawiązano QSO:

Pasmo 3,5 MHz

SP5AA: UF6AB (2355 GMT); W3RFA (0030). **SP5FM:** OY7ML (0210).

Pasmo 7 MHz

SP5AA: CR4AL (0106); GC3KAV (0120); KP4ZW (0050); KP4YL (0130); KP4QA (0025, 0230, 0345); OY2Z (2059); TF3AB (0135); UA9KCA (2430, 1546); UA9CC (0458, 1430, 1745), UA9AH (1915); UG6AF (2405); UG6KAA (1742); UH8KAA (1535, 1735); UF6KAF (1859); UJ8AG (1608, 2050); VP9CB (0140); VP9BZ (0145); szereg **W2, W3, W4** i **W8** pomiędzy 0010 a 0350 GMT; ZB1CO (0335); ZC6AEH (0025); 3V8AN (1945); 4X4IE (0332); 4X4FN (1948); 4X4GS (2110); 4X4IJ (0010); 4X4BD (2025); 4S7NG (0159); 9S4AX (2130). **SP5FM:** GC3KBG (2330); HB1MX/HE (0333); UA6KAB (1625); UA6KOB (1933); TF3AB (0110); ZB1CO (0305); 4X4BT (2115); 4X4IJ (0020); dużo **W** od 0123 GMT do 0320 GMT.

Pasmo 14 MHz

SP3PK: KA8SC (1240); UJ8AG (1100); VK2EO (1050, 1150); VK2FU (1335); VK4SS (1130); VQ2GW (1630); VQ2W (1810); VQ4RF (1440, 1750); ZL1DI (1030;) dużo **W** od 1240 GMT do 1720.

Pasmo 21 MHz

SP3PK: CR6AI (1430); CR7AD (1310); VQ2GW (1430); ZS5S (1510); szereg **W** od 1450 GMT do 1520 GMT.

Nadawcy i nasłuchowcy — uwaga! Sprawozdania Dx-owe z podaniem znaku, godziny i częstotliwości stacji — nadsyłajcie na ręce W. Wysockiego SP2PW, Wojewódzki Klub LPŻ, Gdańsk, ul. Kopernika 18 lub drogą radiową do SP5FM w drugi piątek każdego miesiąca: QRG 3510 kHz, QTR 2000 GMT.

NOWE LICENCJE W NRD

W Niemieckiej Republice Demokratycznej otrzymało licencje dalsze 20 radiostacji amatorskich. Są to:

k l u b o w e

DM3KBK — Suhl,
DM3KDM — Lipsk,
DM3KDH — Buna,
DM3KDO — Berlin,

i n d y w i d u a l n e

DM2AEN — Karl-Marx-Stadt,
DM2AJO — Berlin,
DM2AFI — Heiligenstadt,
DM2AGB — Schwerin,
DM2AHB — Schwerin,
DM2AEG — Maddeburg,
DM2APM — Threna,
DM2AFN — Oberschlema,
DM2AGN — Reichenbach,
DM2AKO — Berlin,
DM2AMO — Berlin,
DM2ALO — Kleinmachnow,
DM2ADJ — Pözneck,
DM2AGI — Waltershausen,
DM2AIL — Drezno,
DM2AIB — Schwerin.

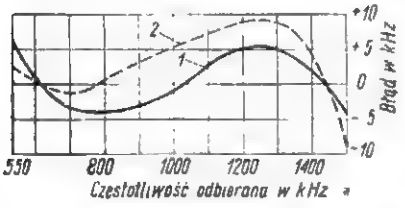
Krótkofalarstwo w NRD rozwija się żywiołowo. Amatorzy DM są słyszani codziennie na wszystkich pasmach — nie brak ich w żadnych zawodach ani konkursach (5FM).

Mgr inż. Z. KACHLICKI SP3PK

O doborze elementów obwodów w. cz. w odbiorniku superheterodynowym

ODBIORNIKI superheterodynowe pracują, jak wiadomo, na zasadzie przemiany częstotliwości. W przeciwieństwie do odbiorników o wzmocnieniu bezpośrednim są wyposażone w mieszacz i oscylator lokalny. Oscylator ten nastrojony jest zawsze na częstotliwość różniącą się o pewną stałą wartość od częstotliwości odbieranego sygnału. W mieszaczu następuje złożenie sygnału odbieranego z sygnałem oscylatora lokalnego, w wyniku czego powstaje m. in. nowy sygnał o częstotliwości pośredniej, wzmacniany w dalszych stopniach odbiornika posiadających obwody nastrojone na stałe na tę częstotliwość. Dzięki temu uzyskujemy stałą wartość wzmocnienia i selektywności niezależnie od tego, w jakim zakresie znajduje się sygnał odbierany, ponieważ o właściwościach odbiornika decyduje głównie wzmacniacz częstotliwości pośredniej. Odbiorniki superheterodynowe prawie zawsze przewyższają jakością odbiorniki innych rodzajów i dlatego są najchętniej używane.

Jak widać zasada działania odbiornika z przemianą częstotliwości jest prosta, lecz przy bliższym zbadaniu sprawy okazuje się, że trudno jest tak dobrać warunki w obwodach wejściowych odbiornika, aby obwód siatkowy lampy mieszającej (oraz inne obwody w. cz. jeżeli jest ich więcej). był w całym zakresie dokładnie dostrojony do częstotliwości odbieranej, a równocześnie aby oscylator pracował na częstotliwości różniącej się od częstotliwości odbieranej o niezmienną wartość. Można to osiągnąć jedynie w pewnym przybliżeniu, i zawsze istnieją pewne odchylenia w zestrojeniu tych obwodów, dające się ująć w tzw. krzywą współbieżności (rys. 1), podającą wielkość błędu zestrojenia w różnych miejscach odbieranego zakresu. Jeżeli w obwodzie oscylatora zastosujemy kondensator szeregowy C_s (padding), to krzywa współbieżności będzie posiadać trzy miejsca zerowe, w których zestrojenie obwodów odpowiada dokładnie postawionym wymaganiom, a między nimi i na zewnątrz wystąpią odchylenia od właściwego zestrojenia, czyli błędy zestrojenia. Częstotliwości, dla których zestrojenie jest dokładne (błąd równy zeru), nazywają się punktami zestrojenia i bardzo często są one zaznaczone na skali odbiornika. Położenie tych punktów oraz wielkości odchyleń od prawidłowego zestrojenia w innych miejscach skali zależne są od prawidłowego doboru wartości elementów, użytych w obwodzie wejściowym i w obwodzie oscylatora. Dobór ten nie jest łatwy, o czym — być może — niejeden z Czytelników przekonał się osobiście. Dla obliczenia wartości elementów istnieje wiele metod, które jednak są oparte na pewnych przybliżeniach ma-



Rys. 1. 1 — Krzywa współbieżności ze stałym błędem absolutnym; 2 — odbiornik rozstrojony (elementy układu źle dobrane)

$$V_h = \frac{\omega_{ha}}{\omega_{hc}} > 1$$

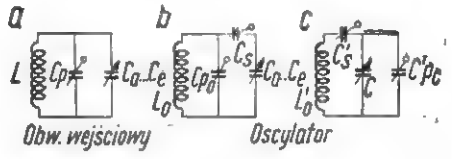
$$V_o = \frac{\omega_{oa}}{\omega_{oc}} > 1$$

$$C_p = \frac{C_e - V_h^2 \cdot (1 + 2\,|Y|)\,C_a}{V_h^2\,(1 + 2\,|Y|) - 1}$$

$$L = \frac{1 + |Y|}{\omega_{hc}^2\,(C_e + C_p)}$$

$$C_s = A(1 - |Y|)\,(C_e + C_p)\frac{V_o}{V_h - V_o} + C_p$$

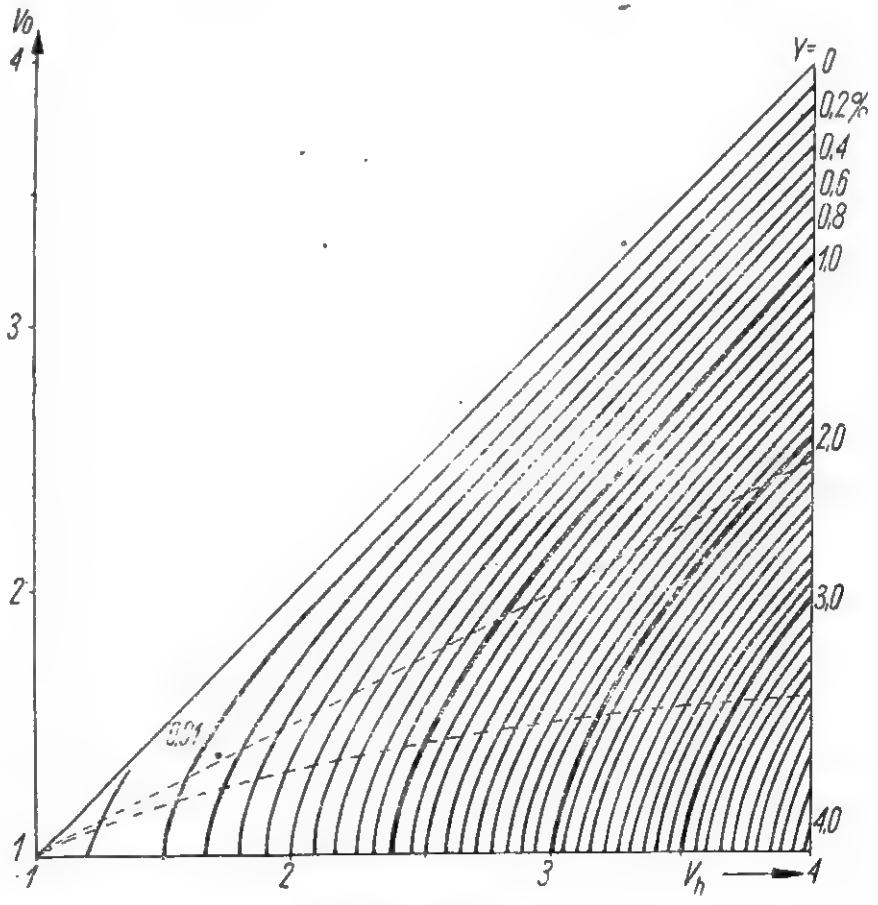
$$C_{po} = \frac{\frac{C_e\,C_s}{C_e + C_s} - V_o^2\,\frac{C_a\,C_s}{C_a + C_s}}{V_o^2 - 1}$$



$$L_o = \frac{1}{\omega_{oe}^2\left(C_{po} + \frac{C_e C_s}{C_e + C_s}\right)}$$

$$C'_{po} = \frac{C_{po}\,C_s}{C_{po} + C_s} \qquad C'_s = \frac{C_s^2}{C_{po} + C_s}$$

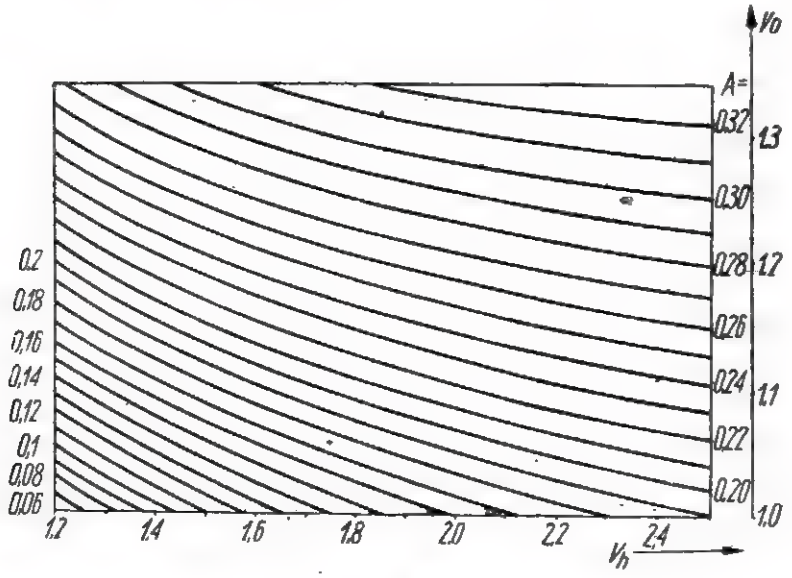
$$L_o = L_o \frac{(C_s + C_{po})^2}{C_s^2}$$



Rys. 2

tematycznych i dają na ogół dostatecznie dobre wyniki dopiero po wykonaniu rachunków na maszynie do liczenia, lub przy pomocy logarytmów siedmiocyfrowych. Za pomocą tych metod nie można więc w prosty sposób obliczyć żądanych wielkości. Większość tych metod opiera się na założeniu, że zupełnie matematyczne wyprowadzenie wzorów, jako nieco uciążliwe, a poza tym dla radioamatora mało interesujące.

Cechą charakterystyczną tej metody jest operowanie nie absolutną wielkością błędu zestrojenia (tzn. odchyleniem od prawidłowego zestrojenia, wyrażonych wprost w kilohercach), lecz



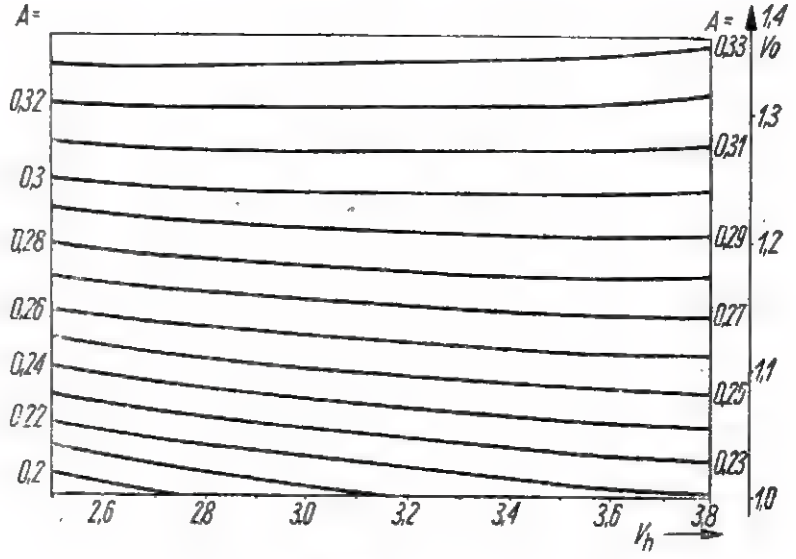
Rys. 3

współbieżność odbiornika będzie najlepsza wtedy, gdy maksymalne wartości błędu zestrojenia, których — jak widzimy na rys 1 — jest 4 (dwie poniżej osi i dwie powyżej) będą sobie równe. Dalej zakłada się, że ponieważ krzywa współbieżności posiada trzy miejsca zerowe, to odpowiadające jej równanie musi być równaniem trzeciego stopnia. Na podstawie tych dwóch założeń wylicza się położenie punktów zestrojenia, a na podstawie ich znajomości-elementy obwodów. Przy tym — jak wspomniano — konieczne jest obliczanie elementów z bardzo dużą dokładnością. Jednakże mimo tej pozornie dużej dokładności wyniki bynajmniej nie są bardzo dokładne, gdyż jedno z założeń jest niezupełnie ścisłe. Mianowicie krzywej współbieżności nie odpowiada wcale równanie trzeciego stopnia, lecz równanie niewymierne posiadające trzy miejsca zerowe. Niewymierne jest to równanie dlatego, że częstotliwość rezonansowa obwodu zgodnie ze wzorem Thomsona zależna jest od pierwiastka z iloczynu pojemności i samoindukcji.

Istnieje jednak metoda wyróżniająca się dużą prostotą i równocześnie dużą dokładnością wyników. Metoda ta została podana przez K. Fränza, a następnie uzupełniona przez Mohrmanna. Używana jest z powodzeniem przez wiele wytwórni odbiorników. Podamy ją tutaj w postaci nadającej się do praktycznego stosowania, pomijając

błędem względnym, tzn. stosunkiem podwójnej wartości błędu do częstotliwości odbieranej. Jako stosunek dwóch częstotliwości jest to więc liczba bezwymiarowa. W metodzie Fränza zakłada się równość maksymalnych wartości błędu względnego. Wartość tę oznaczoną przez Y można znaleźć na rys. 2, jeżeli znamy wartości V_h i V_o Symbole te oznaczają rozpiętość częstotliwości obwodu wejściowego i obwodu oscylatora. V_o jest to stosunek najwyższej częstotliwości oscylatora do najniższej; analogicznie V_h jest stosunkiem najwyższej częstotliwości sygnału odbieranego do najniższej. Na rys. 2 widać obszar zawarty między dwiema liniami kreskowanymi; w obszarze tym znajdują się wartości V_h i V_o odpowiadające odbiornikowi, w którym częstotliwość pośrednia może znaleźć się w zakresie odbieranym na skutek niewłaściwego wyboru częstotliwości pośredniej w stosunku do częstotliwości odbieranych. Takiego stanu rzeczy powinniśmy naturalnie unikać, gdyż może się wtedy zdarzyć, że w pewnych miejscach skali będziemy odbierali oprócz żądanego sygnału również jakiś inny co spowoduje zakłócenia odbioru. Jeżeli więc przy przeliczaniu obwodów odbiornika punkt przecięcia się prostej V_h z prostą V_o znajdzie się wewnątrz omawianego obszaru między liniami kreskowanymi — będzie to oznaczało, że częstotliwości są niewłaściwie obrane i trzeba je skorygować.

Wróćmy teraz jednak do momentu w którym znaleźliśmy na rys. 2 wartość Y. Nie jest to jedyna potrzebna do obliczeń wartość, musimy bowiem znać jeszcze minimalną pojemność kondensatora strojeniowego C_a, oraz jego pojemność maksymalną C_e. Niestety rzadko są one podane, tak że zazwyczaj trzeba je zmierzyć zanim wbudujemy agregat kondensatorów do odbiornika i zanim zaprojektujemy resztę elemen-



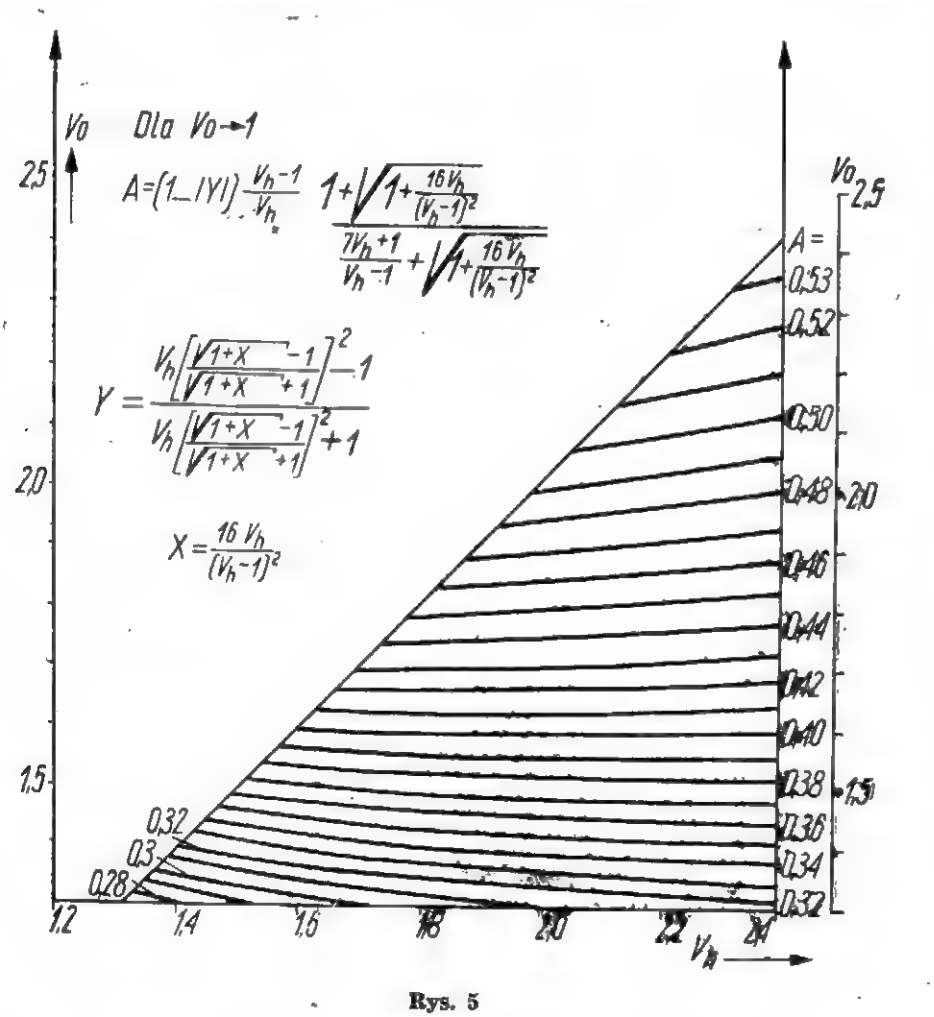
Rys. 4

tów obwodu. Jeszcze jedną wielkością potrzebną do obliczenia elementów odbiornika jest wielkość *A*. Znajdujemy ją z jednego z wykresów przedstawionych na rys. 3—8 zależnie od wartości V_h i V_o.

Dopiero znajomość tych wszystkich wielkości pozwala na kolejne wyliczenie pozostałych elementów. Korzy-

stamy przy tym z wzorów podanych na rysunkach 2a, 2b i 2c. Korzystając z nich należy pamiętać, że ω jest to prędkość kątowa, tzn. częstotliwość pomnożona przez 2π. We wzorach tych ω_{he} oznacza najniższą częstotliwość odbieraną, a ω_{oe} najniższą częstotliwość oscylatora. Analogicznie ω_{ha} i ω_{oa} oznaczają najwyższe częstotliwości sygnału odbieranego i oscylatora. Podane na rys. 2 wzory na obliczenie C_p czyli trymera obwodu wejściowego, L czyli samoindukcji obwodu wejściowego, C_s czyli poddinga, C_{po} — trymera obwodu oscylatora i L_o — samoindukcji oscylatora pozwalają, jak wynika z rys. 2a i b na zaprojektowanie całego wejścia odbiornika, jeżeli układ połączeń oscylatora jest taki, jak na rys. 2b. Niekiedy jednak stosuje się w odbiornikach połączenie oscylatora nie wg rys. 2b, lecz wg rys. 2c. Dla pracy odbiornika jest to właściwie obojętne, gdyż i w tym przypadku da się uzyskać współbieżność tak samo dobrze. Jedynie należy zastosować inne wartości elementów, wynikające z dalszych wzorów na C'_{po} C'_s L'_o. Jak widać z postaci wzorów, trzeba najpierw, obliczyć wartości odpowiadających rys. 2b a potem przeliczyć ich na elementy zastosowanego w danym odbiorniku schematu 2c.

W niektórych przypadkach znalezienie z wykresów Fränza wartości Y i A potrzebnych do obliczenia elementów, nastręcza pewne trudności. Zdarza się to wtedy, gdy częstotliwość pośrednia, którą chcemy zastosować w odbiorniku jest bardzo duża w porównaniu z częstotliwościami odbieranymi. W takim przypadku zmiana częstotliwości oscylatora V_o staje się bardzo bliska jedności, a wtedy wykresy nie dają dostatecznie dobrych wyników, gdyż poszczególne krzywe są dość szeroko rozsunięte. Jeżeli zależy nam na bardzo wielkiej dokładności, lepszej niż osiągalna przy pomocy wykresów, to musimy wielkości A i Y obliczyć za pomocą odpowiednich wzorów podanych obok wykresu na rys. 5. Po wyliczeniu wartości elementów odbiornika należy jeszcze wyliczyć częstotliwości zestrojenia, potrzebne do praktycznego



Rys. 5

nastrojenia odbiornika. Wzory na te częstotliwości podane są przy wykresie na rys. 7 Jak prosta w stosowaniu jest metoda Fränza, prostsza niż mogłoby się wydawać po przeczytaniu powyższego opisu, przekonać nas może prześledzenie toku obliczenia dwóch poniższych przykładów.

Przykład 1.

Przyjmijmy, że odbiornik ma odbierać średniofalowe pasmo radiofoniczne od 525 do 1605 kHz, a częstotliwość pośrednia ma wynosić 469 kHz (wybór częstotliwości pośredniej nie jest przedmiotem tego artykułu). Pojemność początkowa kondensatora strojeniowego C_a wynosi 35 pF, a końcowa C_e 460 pF. Oscylator ma być połączony wg układu na rys. 2c.

Najpierw obliczamy rozpiętość częstotliwości obwodu wejściowego

$$V_h = \frac{1605}{525} = 3.06.$$

Rozpiętość częstotliwości oscylatora

$$V_o = \frac{2074}{994} = 2{,}08.$$

Z wykresu na rys. 2 znajdujemy na Y wartość 1,15%, leżącą poza polem znajdującym się między liniami kreskowanymi, częstotliwości są więc obrane dobrze, co zresztą wiedzieliśmy z góry, biorąc dla przykładu normalnie stosowane wartości.

Następnie obliczamy potrzebną pojemność trymera obwodu wejściowego

$$C_p = \frac{460 - 9{,}36\cdot(1+0{,}0230)\cdot 35}{9{,}36\cdot(1+0{,}023)-1} =$$

$$= \frac{460-335{,}5}{9{,}58-1} = \frac{124{,}5}{8{,}58} = 14{,}5 \text{ pF}$$

oraz samoindukcję cewki obwodu wejściowego

$$L = \frac{1+0{,}0115}{4\pi^2\cdot 525^2\cdot 10^6\cdot(460+14{,}5)\cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{1{,}0115}{10{,}87\cdot 474{,}5} = 196\ \mu\text{H}$$

Aby obliczyć pojemność kondensatora szeregowego oscylatora (padding) znajdujemy dla znanych nam już wartości V_h i V_o z wykresu na rys. 8 wielkość pomocniczą A, która wynosi 0,475. Obliczamy więc teraz padding (wzór na C_s z rys. 2).

$$C_s = 0{,}475\cdot(1-0{,}0115)\cdot(460+14{,}5)\cdot$$

$$\cdot\frac{2{,}08}{3{,}06-2{,}08}+14{,}5 = 471{,}5+$$

$$+14{,}5 = 486 \text{ pF}$$

oraz trymer oscylatora

$$C_{po} = \frac{\frac{460\cdot 486}{460+486} - 2{,}08^2\cdot\frac{35\cdot 486}{35+486}}{2{,}07^2-1} =$$

$$= \frac{236{,}5-141}{3{,}32} = 28{,}8 \text{ pF}$$

i cewkę oscylatora

$$L_0 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 994^2 \cdot 10^6 \cdot \left(28{,}8 + \frac{460 \cdot 486}{460+486}\right) \cdot 10^{-12}} = \frac{1}{39 \cdot 265{,}3} = 96{,}7\ \mu H$$

Obliczenie nasze nie jest jednak jeszcze zakończone, gdyż obraliśmy dla oscylatora schemat 2c, a z wzorów obliczyliśmy wartości dla schematu 2b. Musimy więc przeliczyć je na nasz układ jak poniżej

$$C_{po}' = \frac{28{,}8 \cdot 486}{28{,}8+486} = 27{,}2\ pF$$

$$C_s' = \frac{486^2}{28{,}8+486} = 459\ pF$$

$$L_0' = 96{,}7 \cdot \left(\frac{486+28{,}8}{486}\right)^2 = 108{,}3\ \mu H$$

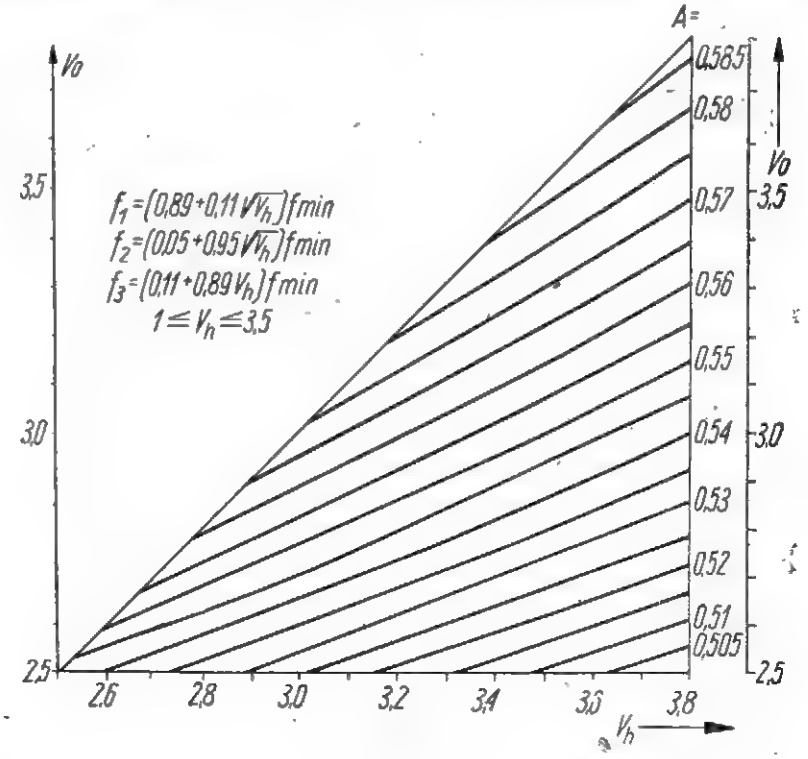
Jeżeli chodzi o wyliczone powyżej pojemności trymerów, to naturalnie zaokrąglimy je do wartości spotykanych w handlu, pamiętając przy tym, że wszystkie cewki mają pewne pojemności własne, które wchodzą do obwodu tak samo jak i pojemności montażowe. Dlatego też dobrze będzie zastosować trymery o pojemnościach maksymalnych, wynoszących np. 15 i 30 pF. Dokładne ich nastawienie nastąpi przy praktycznym zestrajaniu gotowego odbiornika. Aby to zestrojenie przeprowadzić — musimy jeszcze obliczyć częstotliwości zestrojenia. Wg wzorów podanych na rys. 7 obliczymy je jak poniżej:

$$f_1 = (0{,}89 + 0{,}11 \cdot \sqrt{3{,}06}) \cdot 525 = 1{,}0825 \cdot 525 = 568\ kHz$$

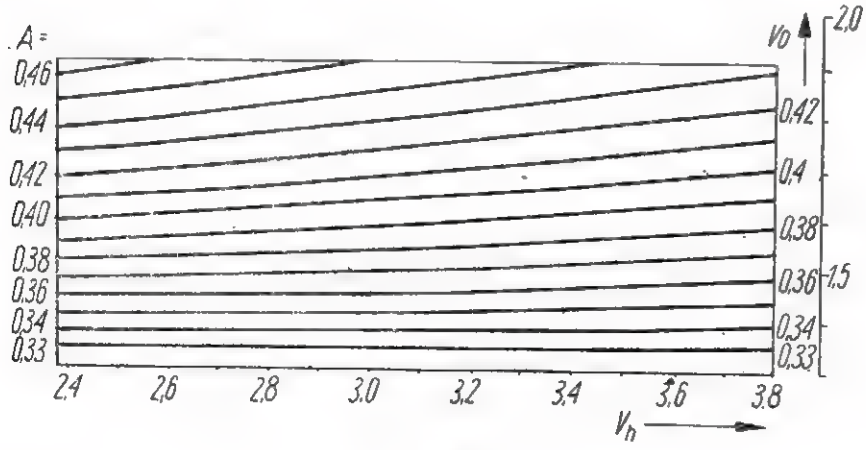
$$f_2 = (0{,}05 + 0{,}95 \cdot \sqrt{3{,}06}) \cdot 525 = 1{,}714 \cdot 525 = 900\ kHz$$

$$f_3 = (0{,}11 + 0{,}89 \cdot 3{,}06) \cdot 525 = 2{,}835 \cdot 525 = 1490\ kHz$$

Na zakończenie przykładu rozważmy jeszcze znaczenie znalezionego przez nas maksymalnego błędu Y, który wynosił 1,15%. Wynika stąd, że na dolnym krańcu odbieranego zakresu obwód wejściowy odstrojony jest o 0,0115 x 525 x 0,5—czyli o 3 kHz od sygnału (Y jest podwójną wartością odchylenia). Na przeciwnym krańcu zakresu mamy 0,0115 x 1605 x 0,5 — czyli 9,2 kHz. Wskutek tego odstrojenia sygnał odbierany znajdzie się nie na szczycie krzywej rezonansowej obwodu wejściowego, lecz na jej zboczu, co połączone będzie oczywiście z pewną stratą czułości odbiornika. Gdy jednak pierwszą z tych wartości skłonni bylibyśmy uważać za dostatecznie małą, aby można ją było pominąć (biorąc pod uwagę, że obwody rezonansowe odbiorników nigdy nie są nadmiernie ostre), to mogłoby nam się zdawać, że odstrojenie na górnym krańcu zakresu, wynoszące 9 kHz jest zbyt duże. Niech nas jednak ta stosunkowo duża wartość absolutna rozstrojenia nie wprowadzi w błąd. Jeżeli bowiem założyć, jak to uczynił Fränz, że dobroć obwodu wejściowego jest na całym zakresie stała, to spadek wzmocnienia odbiornika będzie w obydwu punktach jednakowy, gdyż błąd względny jest ten sam. Wiadomo przecież, że gdy chodzi o spadek na obwodzie rezonansowym, to dla jego obliczenia trzeba brać pod uwagę stosunek rozstrojenia do częstotliwości środkowej, czyli właśnie rozstrojenie względne. W praktyce zaś bardzo często dobroć cewek dla częstotliwości rzędu półtora MHz jest nawet nieco mniejsza niż dla pół MHz. Odstrojenie więc o 9 kHz na górnym krańcu zakresu ma nawet mniejsze znaczenie, niż 3 kHz na częstotliwości najniższej. Na tym właśnie polega wyższość metody Fränza, że pozwala ona na uzyskanie współbieżności o niewielkim błędzie względnym, mniejszym, niż w innych metodach.



Rys. 7



Rys. 6

Przykład 2.

Przeprowadźmy teraz obliczenie dla odbiornika na pasmo krótkofalowe od 3,45 MHz do 4,0 MHz. Częstotliwość pośrednia 1,6 MHz, skąd wynika, że najniższa częstotliwość oscylatora wynosi 5,05 MHz, najwyższa 5,6 MHz, V_k = 1,16, V_o = 1,11. Pojemność początkowa kondensatora obrotowego C_a = 15 pF, pojemność końcowa C_e = = 225 pF (takie właśnie wartości ma

kondensator obrotowy potrójny z odbiornika E10K), schemat oscylatora wg rys. 2b.

Dla danych wartości V_h i V_o znajdujemy z wykresu na rys. 2 wartość Y mniejszą niż 0,01%. Wartość A musimy obliczyć ze wzoru podanego przy wykresie na rys. 5, ponieważ nie posiadamy wykresów dla V_h mniejszego niż 1,2. Obliczamy więc A jak poniżej, pomijając wartość Y jako bardzo małą w porównaniu z jednością.

$$A = \frac{0{,}16}{1{,}16} \cdot \frac{1+\sqrt{1+\frac{16\cdot 1{,}16}{0{,}16^2}}}{\frac{7\cdot 1{,}16+1}{0{,}16}+\sqrt{1+\frac{16\cdot 1{,}16}{0{,}16^2}}} =$$

$$= \frac{0{,}16}{1{,}16} \cdot \frac{1+\sqrt{73{,}5}}{57+\sqrt{73{,}5}} = 0{,}02015$$

Dalej obliczamy:

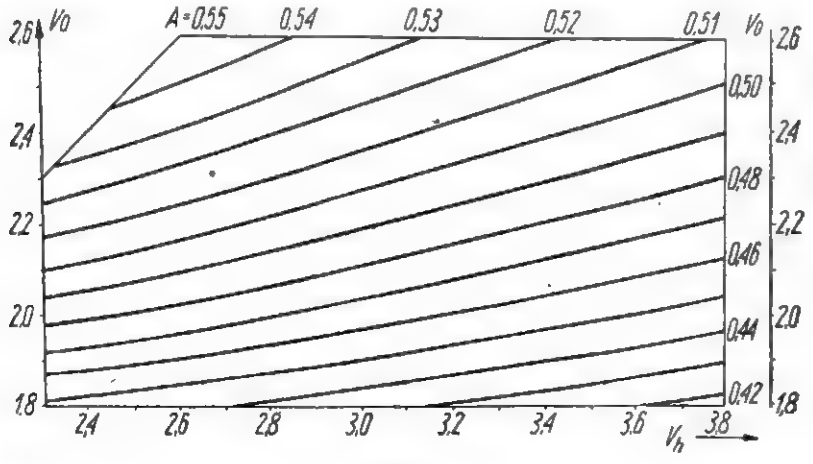
$$C_p = \frac{225 - 1{,}16^2 \cdot 15}{1{,}16^2 - 1} = \frac{204{,}8}{0{,}32} = 641 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 3{,}45^2 \cdot 10^{12} \cdot (225+641) \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 2{,}46 \ \mu\text{H}$$

$$C_s = 0{,}02 \cdot (225+641) \cdot \frac{1{,}11}{0{,}05} + 641 =$$

$$= 384 + 641 = 1025 \text{ pF}$$



Rys. 8

$$C_{po} = \frac{\frac{225 \cdot 1025}{225+1025} - 1{,}11^2 \cdot \frac{15 \cdot 1025}{15+1025}}{1{,}11^2 - 1} =$$

$$= \frac{185 - 1{,}225 \cdot 14{,}8}{0{,}225} = 740 \text{ pF}$$

$$L_o = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 5{,}05^2 \cdot 10^{12} \cdot \left(740+\frac{225 \cdot 1025}{225+1025}\right) \cdot 10^{-12}} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 5{,}05^2 \cdot 925} = 1{,}075 \ \mu\text{H}$$

W powyższym przykładzie błąd względny jest tak mały, że współbieżność możemy uważać za prawie idealną. Przyczyną tego jest wysoka częstotliwość pośrednia i wąski zakres pasma odbieranego. Podobnie przy odbiorze innych pasm krótkofalowych, jak np. siedmio — lub czternasto-megacyklowego, zmiany częstotliwości V_h i V_o byłyby jeszcze mniejsze, a współbieżność jeszcze lepsza. Dlatego też bardzo często w odbiornikach krótkofalowych nie spotyka się wcale kondensatora szeregowego w oscylatorze, gdyż nawet wtedy wynikająca z uproszczonego schematu krzywa współbieżności z dwoma miejscami zerowymi jest najzupełniej wystarczająca. Tym niemniej znajomość dokładnej metody może być bardzo pożyteczna.

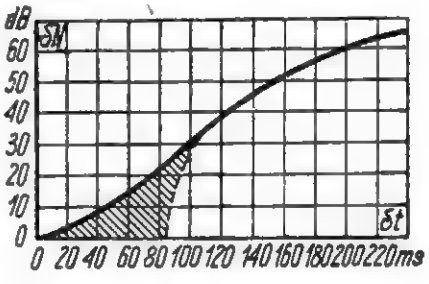
Inż. J. BARTKIEWICZ

Grupowe źródła dźwięku

PRZY nadźwiękowianiu dużych pomieszczeń lub przestrzeni otwartej napotyka się na szereg zagadnień, które nie występują przy innego rodzaju eksploatacji urządzeń elektroakustycznych. W praktyce rozróżniamy 3 systemy nadźwiękowienia, a mianowicie: decentralny, centralny, mieszany.

W systemie decentralnym stosuje się większą ilość małych lub średnich głośników równomiernie rozmieszczonych w przestrzeni przeznaczonej do nadźwiękowienia. Odległości między sąsiednimi głośnikami nie mogą być zbyt duże, z uwagi na możliwość powstania echa pozornego (tzw. dwugłos.). Echo pozorne polega na tym, że w nadźwiękowianym punkcie słyszymy fale dźwiękowe dochodzące od kilku źródeł, przy czym na skutek różnych odległości dochodzą one z przesunięciem w czasie, co powoduje, przy różnicach w czasie dobiegnięcia dwóch fal większym od 0,08÷0,1 sek., znaczne pogorszenie zrozumiałości. Zrozumiałość również może zmaleć, szczególnie przy nadźwiękowianiu dużych przestrzeni otwartych na skutek docierania dźwięku do słuchacza bezpośrednio od źródła naturalnego, oraz za pośrednictwem przetworników elektroakustycznych. Jak wiadomo szybkość rozchodzenia się fal głosowych w powietrzu wynosi 340 m/sek. Do punktu oddalonego o 100 m głos dotrze więc po upływie około 0,3 sek., natomiast dźwięk z głośnika umieszczonego blisko tego punktu dobiegnie praktycznie bez żadnego opóźnienia; w rezultacie nastąpi pogorszenie zrozumiałości.

Niepożądany efekt echa pozornego (jak również rzeczywistego) zależy także od różnicy natężeń dźwięku naturalnego lub dochodzącego od bliższego źródła, i dźwięku docierającego wskutek odbić lub z dalszych głośników. Uzyskana doświadczalnie krzywa na rysunku 1 obrazuje zależność między różnicą natężenia dźwięku (δN) docierającego z różnych źródeł i dopuszczalną różnicą w czasie jego dojścia (δt) do danego punktu. Obszar nad krzywą odpowiada takim wartościom δN i δt, przy których dźwięk przeszkadzający nie jest słyszalny. Obszar pod krzywą, niezakreskowany, odpowiada wartościom δN i δt, przy których dźwięk przeszkadzający jest wyraźnie słyszalny. Obszar zakreskowany odpowiada takim wartościom δN i δt, przy których występuje zjawisko przeciągania głosu.



Rys. 1

Na podstawie przebiegu krzywej z rysunku 1 możemy wnioskować, że tę samą zrozumiałość, oczywiście w pewnych granicach, można uzyskać, zmie-

niając albo różnicę czasu dojścia fal głosowych (czyli odległość), albo różnicę ich natężeń.

Przy zastosowaniu systemu decentralnego dźwięk do słuchaczy może docierać z różnych kierunków, co jest szczególnie nieprzyjemne przy równoczesnym odbieraniu wrażeń wzrokowych i słuchowych.

Głos dochodzący z innego kierunku, niż ten, w którym znajduje się obserwowany obiekt, w znacznym stopniu osłabia wrażenie artystyczne słuchaczy.

System decentralny, prócz wymienionych wad natury elektroakustycznej, wymaga stosunkowo znacznych nakładów środków technicznych, a więc zawieszenia dużej ilości głośników oraz ich okablowania i z tego powodu w niektórych przypadkach w ogóle nie może być stosowany.

Prócz tego, ze względu na stosunkowo niską sprawność małych głośników przy tym systemie zachodzi konieczność instalowania wzmacniaczy dużej mocy.

Przy systemie centralnym stosuje się jedno lub kilka dużych źródeł dźwięku o takiej mocy, aby mogły pokryć dźwiękiem całą projektowaną przestrzeń. Ten system choć nie wykazuje niektórych wad cechujących system decentralny, ma inne wady o niemniejszym znaczeniu. Przede wszystkim zasięg jednego źródła (ze względów czysto fizycznych) jest ograniczony i przyjmując średni spadek natężenia głosu 10 dB na 100 m-wynosi dla głośnika 75 W około 200 m; z kolei natężenie dźwięku jest nierównomierne; bliżej źródła jest ono większe, dalej mniejsze.

W celu uniknięcia tego zjawiska stosuje się głośniki kierunkowe, tj. skierowane główną osią na najdalszy punkt nagłaśnianej przestrzeni, mimo to nierównomierność nagłośnienia waha się w granicach około 7 dB, a pasmo przenoszonych częstotliwości jest znacznie zwężone od dołu (od ok. 150 Hz).

Przy systemie centralnym, biorąc pod uwagę promieniowanie dużej mocy, szczególnego znaczenia nabiera fakt zmniejszenia zrozumiałości na skutek echa rzeczywistego.

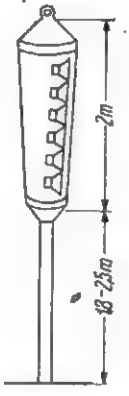
System mieszany jest systemem pośrednim między centralnym i decentralnym, posiada więc proporcjonalnie wady i zalety obu systemów. W praktyce mamy do czynienia najczęściej z systemem mieszanym.

Przy stosowaniu omówionych systemów, dla uzyskania jak najlepszych warunków nadźwiękowiania wyprodukowano wiele typów głośników bezkierunkowych (otwartych) oraz kierunkowych (tubowych). Przy ich stosowaniu napotyka się jednak na szereg trudności, niekiedy nie do przezwyciężenia; są one związane bądź z wielkością mocy i przenoszonym pasmem częstotliwości, bądź z zagadnieniem równomiernego natężenia dźwięku uzależnionym od odległości i sposobu rozmieszczenia źródeł dźwięku.

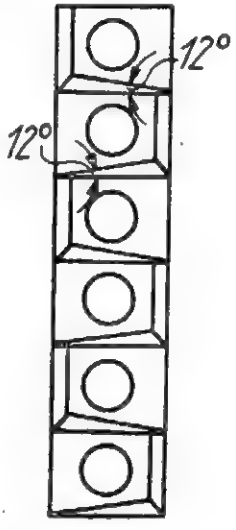
W ciągu ostatnich lat zostały opracowane nowe źródła dźwięku, tak zwane grupy głośnikowe, lub grupowe źródła dźwięku, których stosowanie pozwala w znacznym stopniu na przezwyciężenie omówionych poprzednio trudności.

Zasada działania grupy głośnikowej polega na skupieniu w odpowiedni sposób pewnej liczby powszechnie stosowanych głośników. Zależnie od ich geometrycznego rozmieszczenia rozróżniamy grupy proste i kołowe. Jak widać grupy głośnikowe nie są jakimś nowym typem głośnika.

Grupa prosta, zwana popularnie kolumną dźwiękową (rysunek 2 i 3) zbudowana jest z kilku głośników umieszczonych w ekranach, jeden nad drugim, z zachowaniem równych odległości między środkami i membran. Cała głowica długości około 2 m, dzięki umieszczeniu jej na specjalnie przystosowanej podstawie, znajduje się 1,8 m ÷ 2,5 m nad ziemią. Płaszczyzna głośników nachylona jest do przodu, tworząc z pionem kąt od 3° ÷ 5°.



Rys. 2

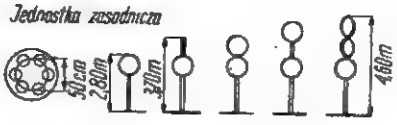


Rys. 3

Główne osie promieniowania poszczególnych głośników krzyżują się pod kątem od 12° ÷ 15°.

Grupa kołowa stanowi pewną liczbę głośników umocowanych symetrycznie na ekranie w stałej odległości od jego krawędzi.

W zależności od stawianych wymagań, ilość zespołów z głośnikami oraz ich wzajemne położenie może być zmieniane, dzięki czemu uzyskuje się uwypuklenie odpowiednich właściwości. Orientacyjne wymiary dla grup kołowych podane są na rysunku 4.



Rys. 4

Właściwe działanie grupy głośnikowej wymaga, aby wszystkie głośniki pracowały w tej samej fazie, o czym decyduje odpowiednie połączenie cewek do transformatorów dopasowujących.

Najbardziej istotnymi zaletami grup głośnikowych, w stosunku do pojedyńczych głośników są:

— korzystna charakterystyka kierunkowości,
— duży współczynnik wzmocnienia,
— szerokie pasmo przekazywanych częstotliwości.

CHARAKTERYSTYKA KIERUNKOWOŚCI

Zależność wielkości natężenia dźwięku od kierunku rozchodzenia się energii akustycznej istnieje w tym przypadku, jeśli wysyłane przez źródło poszczególne strumienie fal dźwiękowych posiadają w danym punkcie różne przesunięcia fazowe.

Fale dźwiękowe wysyłane przez głośnik, którego wymiary są duże w porównaniu z długością fali, mają różne przesunięcia w danym punkcie przestrzeni. Membranę głośnika można wówczas traktować jako zbiór oddzielnych źródeł o charakterystyce kulistej.

Zasada postępowania przy obliczaniu charakterystyki kierunkowości jest następująca.

Załóżmy, że dwa źródła bezkierunkowe S i T umieszczone w odległości a, o jednakowej pulsacji ω i równych fazach φ_0 (po stronie elektrycznej) promieniują energię w kierunku P (rys. 5a).

Różnicę faz w oddalonym punkcie A, wynikłą na skutek różnego czasu potrzebnego na przebycie niejednakowych odległości przez fale dźwiękowe można wyrazić wzorem:

$$\varphi = \omega (t_1 - t_2)$$
$$\varphi = \omega t = 2\pi f t \qquad (1)$$

gdzie:

t_1 = czas dojścia fali ze źródła S
t_2 = czas dojścia fali ze źródła T
$t_1 - t_2 = t$
f — częstotliwość dźwięku

Zważywszy (rys. 5), że różnica dróg równa jest odcinkowi d — możemy napisać:

$$d = a \cos \beta$$

stąd $$t = \frac{a \cos \beta}{c} \qquad (2)$$

Po podstawieniu (2) do (1)

$$\varphi = \frac{2\pi f a \cos \beta}{c}$$

Ponieważ $f = \frac{c}{\lambda}$

c — szybkość rozchodzenia się dźwięku

$$\varphi = \frac{2\pi a \cos \beta}{\lambda} \qquad (3)$$

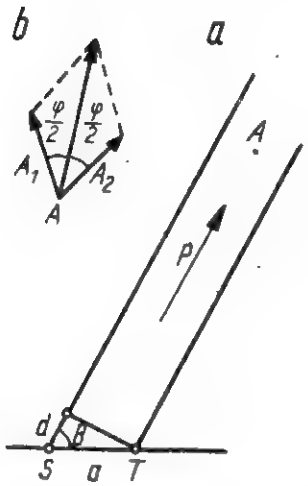
W punkcie A wypadkowy wektor amplitudy A_{wyp} w przypadku gdy $A_1 = A_2 = A$ jest (rys. 5b):

$$A_{wyp} = A_1 \cos \frac{\varphi}{2} + A_2 \cos \frac{\varphi}{2} = 2A \cos \frac{\varphi}{2} \qquad (4)$$

Po podstawieniu do (4) wartości (3)

$$A_{wyp} = 2A \left[\cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \cos \beta\right)\right]$$

$$\frac{A_{wyp}}{2A} = \cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \cos \beta\right) \qquad (5)$$



Rys. 5

Wzór (5) określa amplitudę wypadkową fali dźwiękowej w dowolnym punkcie, którego promień tworzy kąt β z prostą łączącą źródła, sprowadzoną do maksymalnej wartości równej 1; wyraża więc charakterystykę kierunkową grupy złożonej z dwóch źródeł. Charakterystyka kierunkowa natężenia dźwięku będzie kwadratem charakterystyki kierunkowej amplitud.

Postępując analogicznie, jak przy uwzględnieniu promieniowania dwóch źródeł bezkierunkowych, obliczono charakterystykę kierunkowości dla grupy prostej, składającej się z n głośników oraz grupy kołowej złożonej z 6 głośników.

Charakterystyka kierunkowości grupy prostej jest

$$G = \frac{\sin\left(\frac{n\pi a}{\lambda} \cos \beta\right)}{n \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \cos \beta\right)}$$

gdzie:

n = ilość głośników
a = odległość między głośnikami
λ = długość fali
β = kąt między prostą łączącą źródła a prostą łączącą dany punkt ze źródłem.

Charakterystyka kierunkowości grupy kołowej

$$G = {}^1/_2\left[1 + 2\cos\left(0{,}866 \frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta\right)\right]$$

dla $n = 6$
$\alpha = 15^0$

Przy wyprowadzaniu wzorów wyrażających charakterystyki kierunkowości grup głośnikowych założono, że głośniki te są bezkierunkowe. Jednak w rzeczywistości głośnik posiada własną charakterystykę kierunkowości, dlatego rzeczywista charakterystyka grupy będzie iloczynem charakterystyki kierunkowości grupy i charakterystyki pojedyńczego głośnika.

S grupy $= G \cdot E$

gdzie: G = charakterystyka grupy
E = charakterystyka pojedyńczego głośnika (użyte głośniki są identyczne)

Teoretyczne obliczenie charakterystyki kierunkowości (E) głośnika o membranie stożkowej napotyka na poważne trudności matematyczne, i dotąd zagadnienie to nie jest opracowane. Z dostateczną dokładnością można przyjąć za podstawę wartości dla membrany stożkowej uzyskane drogą pomiarów. I tak na przykład, jedna z firm niemieckich przyjęła za podstawę charakterystykę głośnika dynamicznego 6 W w ekranie o powierzchni 1 m², uzyskując następujące wyniki:

Hz \ φ	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°
100	0,1	0,22	0,37	0,54	0,66	0,78	0,9	0,93	0,98	1,0
200	0,13	0,22	0,36	0,48	0,62	0,77	0,8	0,96	0,99	1,0
500	0,24	0,29	0,36	0,46	0,59	0,7	0,8	0,91	0,97	1,0

Następnie po przeliczeniu otrzymano teoretyczne charakterystyki kierunkowości, dla grupy prostej i kołowej (rysunek 6).

Po wykonaniu grup głośników pomierzono praktycznie ich charakterystyki kierunkowości. Jak wynika z porównania wykresów na rysunku 6 — charakterystyki obliczone i pomierzone posiadają niewielkie odchylenia, co świadczy, że obrana metoda postępowania jest słuszna.

Dzięki geometrycznemu sumowaniu się fal dźwiękowych o różnych fazach otrzymujemy, jak wynika z charakterystyki kierunkowości grup głośnikowych, silne ogniskowanie energii akustycznej. Przy czym dla grup prostych (tzn. kolumn dźwiękowych) występuje ono tylko w płaszczyźnie pionowej. Energia wysyłana jest w formie poziomego kręgu o kącie rozwarcia zmniejszającym się wraz ze wzrostem częstotliwości (rysunek 7). Wzrost ogniskowania przy wyższych częstotliwościach w płaszczyźnie pionowej jest spowodowany kierunkowymi właściwościami pojedyńczego głośnika, które jak wiemy zależą od częstotliwości.

Dla grupy prostej w płaszczyźnie poziomej otrzymuje się charakterystykę taką, jaką posiada pojedyńczy głośnik (rys. 8).

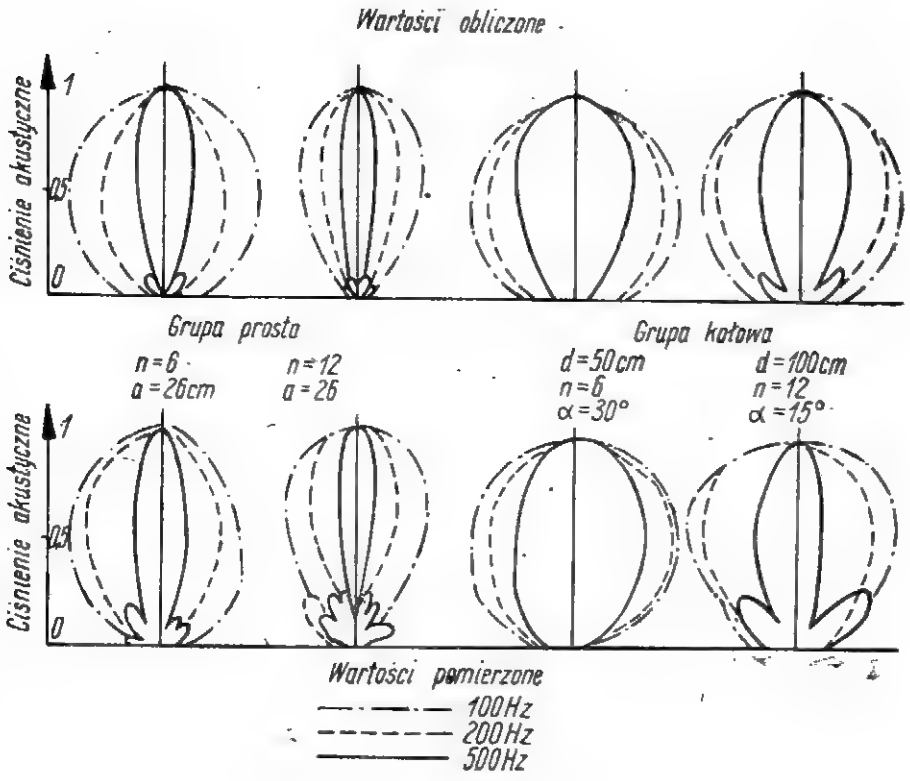
Przy zastosowaniu grup kołowych można uzyskać (w przeciwieństwie do grup prostych) zogniskowanie promieniowania energii również w płaszczyźnie poziomej. Charakterystyka takiej grupy ma kształt stożka, co jest szczególnie cenną zaletą przy nadźwiękowianiu pomieszczeń o dużym czasie pogłosu. Przez połączenie kilku zespołów grup kołowych i odpowiednie ich wzajemne ustawienie możemy zmienić charakterystykę kierunkowości w szerokim zakresie.

WSPÓŁCZYNNIK WZMOCNIENIA

Wskutek ogniskowania energii akustycznej przez grupę głośnikową w jej głównym kierunku promieniowania, ciśnienie akustyczne w danym punkcie będzie większe aniżeli ciśnienie, które byłoby wytworzone w tym samym punkcie przez głośnik pojedyńczy zasilany tą samą mocą co i grupa.

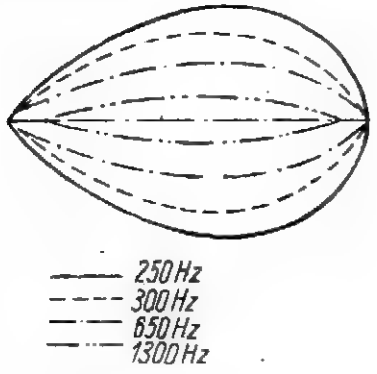
Stosunek amplitud w danym punkcie pochodzących od grupy głośnikowej i jednego głośnika zależy od kształtu ich charakterystyk kierunkowych (przy

tych samych mocach). Mówi on nam, ilokrotnie większe ciśnienie akustyczne uzyskamy przy tej samej mocy zasilającej przy użyciu grupy dźwiękowej w stosunku do pojedyńczego głośnika.



Rys. 6

Możemy też powiedzieć, że określa on, ile razy mniejszą moc musimy zainstalować przy użyciu grupy głośników w stosunku do jednego głośnika, aby uzyskać w obu przypadkach to samo natężenie dźwięku. Stosunek ten nazwano współczynnikiem wzmocnienia.

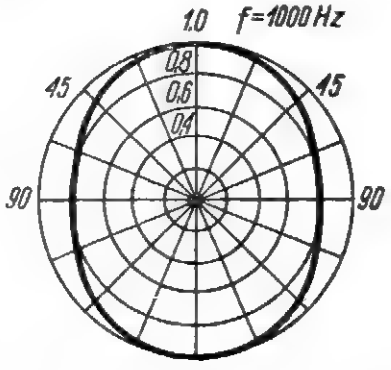


Rys. 7

Matematyczna forma współczynnika jest dość skomplikowana.

Na rysunku 9 przedstawiony jest teoretyczny przebieg współczynnika wzmocnienia w funkcji częstotliwości dla grupy prostej i kołowej. Współczynnik, jak widać, powiększa się ze wzrostem częstotliwości do pewnej granicy, a następnie waha się wokół wartości średniej. Spowodowane jest to tym, że przy wyższych częstotliwościach tworzą się dodatkowe „listki" w charakterystyce promieniowania (patrz rys. 6). Im większe występują różnice we właściwościach użytych głośników, tym te boczne promieniowania są większe.

Z krzywych na rysunku 9 wynika, że dla grupy prostej współczynnik wzmocnienia amplitud może osiągnąć wartość V = 3 przy 1000 Hz, co odpowiada 9-krotnemu wzmocnieniu mocy. (Moc rośnie z kwadratem amplitudy). Znaczy to, że przy zastosowaniu grupy złożonej z 6 głośników dla nadźwiękowienia pewnej przestrzeni możemy zainstalować 9 razy mniejszą moc w



Rys. 8

stosunku do mocy, jaką powinniśmy dostarczyć przy użyciu pojedyńczego głośnika.

W rzeczywistości zakłada się 50% oszczędności mocy przy stosowaniu kolumny dźwiękowej. Wykres na rysunku 9 podaje teoretyczne wartości współczynników obliczone przy założeniu, że zastosowano w grupie głośniki bezkierunkowe; ponieważ jednak w rzeczywistości posiadają one własne charakterystyki kierunkowości, współczynnik wzmocnienia dodatkowo powiększa się wraz ze wzrostem częstotliwości.

Uwzględniając ten efekt-niektórzy autorzy podają empiryczny wzór na współczynnik wzmocnienia dla grupy prostej

gdzie $1 = a\,(n-1)$, $V = 2{,}4\sqrt{1f}$

a — odległość między głośnikami,
n — ilość głośników,
f — częstotliwość w kHz.

Wzór jest słuszny dla wąskiego zakresu częstotliwości, bowiem nie uwzględnia występowania promieniowania bocznego.

W celu uniknięcia niekorzystnego ogniskowania dźwięku przy wyższych częstotliwościach, przy grupach prostych można skrzyżować płaszczyzny głośników o pewien kąt równy 12° do 15°; wówczas główne maksyma nie pokrywają się i uzyskujemy słabsze ogniskowanie przy wyższych czestotliwościach.

Dla uzyskania równomiernego nadźwiękowienia pewnej przestrzeni przy użyciu kolumn umieszcza się je na podstawie na wysokości około 2,5 m; środek grupy jest więc około 3,5 m nad ziemią. Przyjmując płaszczyznę słuchania wysokości 1,5 m stwierdzamy, że środek grupy znajduje się nad nią 1,85 m. Przy pochyleniu całej grupy do przodu o kąt 3° ÷ 5° od pionu — uzyskujemy normalną płaszczyznę słuchania w odległości 34 m (rysunek 10).

Słuchacze stojący blisko kolumny znajdują się poza przestrzenią ogniskowania i na skutek dochodzenia fal z dużymi różnicami faz słyszą dźwięk z poziomem umiarkowanym.

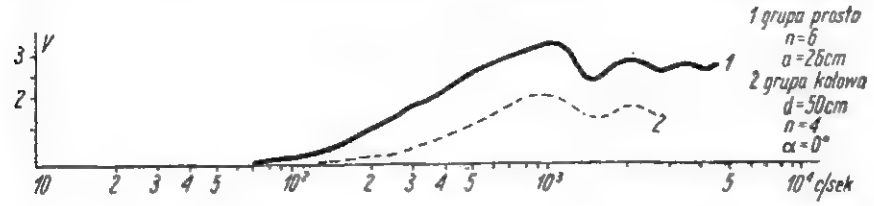
Im dalej od kolumny — mniejsza jest różnica faz fal dźwiękowych i ogniskowanie energii wzrasta, równocześnie jednak następuje osłabienie natężenia głosu na skutek rosnącej odległości od źródła. W rezultacie działania wymienionych czynników uzyskujemy bardzo równomierne nadźwiękowianie całego obszaru.

Należy zwrócić uwagę, że wskutek nachylenia głośników, energia promieniowana do tyłu, stanowiąca około 1/5 całej mocy, jest tylko w pewnym stopniu wykorzystana.

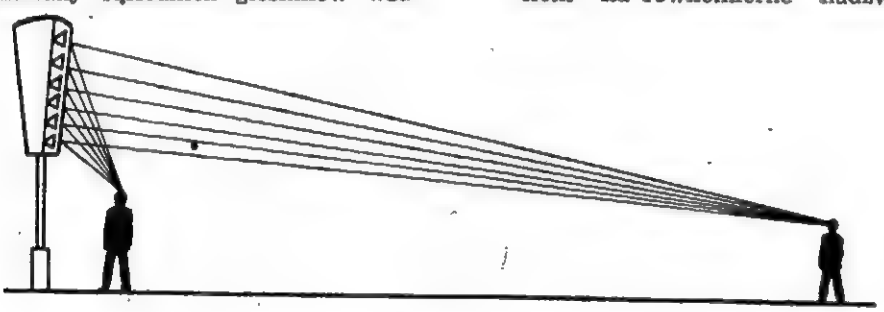
CHARAKTERYSTYKA CZĘSTOTLIWOŚCI GRUPY

Z tego, co dotychczas podano wynika, że grupa głośnikowa daje szczególnie korzystną charakterystykę na wielkich częstotliwościach.

Praktyka wykazuje, że małe częstotliwości są również dobrze odtwarzane dzięki zgrupowaniu głośników. Natężenie dźwięku na małych częstotliwościach zwiększa się wskutek tego, że membrany sąsiednich głośników wzajemnie zagęszczają ośrodek promieniowania drgań. Dzięki małej odległości między głośnikami w stosunku do długości fali, poszczególne fale dźwiękowe nie wykazują przesunięć fazowych i grupa pracuje jak duży głośnik.



Rys. 9



Rys. 10

Wynika stąd, że pasmo częstotliwości źródła grupowego jest znacznie szersze niż dla pojedyńczego głośnika. Grupy głośnikowe posiadają szereg zalet w stosunku do pojedyńczych głośników, a to:

— dzięki ogniskowaniu energii umożliwiają instalowanie mniejszej mocy dla uzyskania tego samego efektu, co przy głośniku pojedyńczym;
— pozwalają dzięki swym własnościom na równomierne nadźwiękowianie przestrzeni;
— pozwalają na lepsze odtwarzanie dzięki przenoszeniu szerokiego pasma częstotliwości;
— dzięki kierunkowości w promieniowaniu energii przez grupy głośnikowe unika się niepożądanych odbić fal głosowych, co ma szczególne znaczenie przy akustyce wnętrz. (Stosunek natężenią fali bezpośredniej i odbitej jest duży). Pozwala to również na uniknięcie sprzężeń z mikrofonem;
— pozwalają na boczne ustawienie kolumn, dzięki czemu uzyskuje się wolną przestrzeń megafonizowaną;
— upraszczają okablowanie oraz pozwalają na zachowanie jednego kierunku odbierania wrażeń słuchowych i wzrokowych.

Grupy proste — czyli kolumny dźwiękowe znalazły szerokie zastosowanie przy nadźwiękowianiu placów, tras pochodów itp. Zamontowanie kolumn na dwukołowych wózkach, doczepianych do wozu megafonizacyjnego, zwiększa znacznie operatywność kolumny oraz ułatwia pracę obsłudze.

Dla nadźwiękowienia dużych pomieszczeń używa się małych kolumn 12 W (6 głośników 2 W) lub 9 W (6 głośników 1,5 W).

Grupy głośnikowe kołowe, mimo swych niewątpliwych zalet, nie znalazły u nas szerszego zastosowania. Za granicą stosuje się je jako źródła podtynkowe przy megafonizacji pomieszczeń o walorach architektonicznych, jako głośniki kierunkowe na wozach propagandowych oraz przy nadźwiękowianiu przestrzeni szczególnie trudnych pod względem akustycznym.

(Opracowano na podstawie literatury niemieckiej)

SZACHY PRZEZ RADIO

Uczestnicy znanych radzieckich wypraw naukowych „Biegun Północny 3" i „Biegun Północny 4" w wolnych chwilach grają przez radio w szachy z krótkofalowcami w ojczyźnie. Stacje polarne pracują pod znakami UPOL-3 i UPOL-4, najczęściej na 7 MHz. Można z nimi przeprowadzić QSO na tym paśmie w niedziele w godzinach 16.00 — 18.00 i 21.30 — 22.30 MSK oraz w czwartki w godzinach 0400—0600 i 1900 — 2000 MSK (2PW).

NOWY REKORD UKF W ARGENTYNIE

W Argentynie ustanowiono nowy rekord łączności w paśmie 430 MHz między stacjami LU4BJ i LUØDAI, w zasięgu 108 km. Jest on o 82 km gorszy od rekordu Polski, ustanowionego w zawodach „Polni Den 1954" przez SP5KAB i OK3DG (5AR).

AUDYCJE PRZEZ DM3KBH

Centralna radiostacja zrzeszenia GST (NRD) DM3KBH w Halle, nadaje co niedzielę o godz. 0930 audycje dla krótkofalowców na częstotliwości 3625 kHZ. DM3KBH jest doskonale wyposażona w aparaturę nadawczą, odbiorczą, nagrywającą i odtwarzającą oraz w urządzenia do kontroli i pomiaru natężenia pola oraz częstotliwości, zarówno własnej jak i innych stacji (2PW).

STACJE UKF W TANGERZE

W Tangerze są czynne trzy stacje UKF, które oczekują na Dx-owe QSO. Są to: CN2AP (ex G2GIW QRG 144,0 MHz), CN2AU (144,89 MHz) i CN2AO (145,0 MHz). (5AR).

KTO CHCE NAWIĄZAĆ KORESPONDENCJĘ Z CZECHOSŁOWACKIM NASŁUCHOWCEM?

Wraz z dziennikiem uczestnika III Międzynarodowych Zawodów Krótkofalarskich LPŻ, wpłynął do Centralnego Klubu Łączności LPŻ list od jednego z nasłuchowców bratniej Czechosłowacji, gorliwego czytelnika RADIOAMATORA.

Chciałby on nawiązać korespondencję z polskim nasłuchowcem. A oto jego adres: Josef Benda, Olšany, o. Ruda n/Moravou, ČSR.

Z praktyki radioamatorskiej

Obliczanie cewek na rdzeniach ferromagnetycznych

RADIOAMATORZY mają często różnego rodzaju rdzenie wielkiej częstotliwości, których wykorzystanie jest dość trudne, ze względu na nieznajomość właściwości magnetycznych poszczególnych rdzeni.

Umieszczane dotychczas w naszych czasopismach opisy budowy układów, przy użyciu cewek z rdzeniami (np. poniemieckimi), podawały gotową receptę, na przykład: dla cewki średniofalowej wykonanej na rdzeniu Görler F 201 — trzeba tyle, a tyle zwoi. Uważam, że takie połowiczne rozwiązanie nie zadowoli zainteresowanych radioamatorów, chociażby dlatego, że nie każdy dysponuje akurat takim właśnie rdzeniem. Prócz tego jeśli chodzi o rdzenie cylindryczne, jest dużo ich rodzajów o rozmaitych właściwościach magnetycznych, tak że w rezultacie trudno zbudować cewkę o potrzebnej, wynikającej z obliczeń indukcyjności.

Obliczenie ilości zwoi cewki z dowolnym rdzeniem ferromagnetycznym dla danej indukcyjności jest bardzo łatwe, nawet dla mało zaawansowanego radioamatora. Podaję tutaj sposób ustalenia pewnych stałych współczynników, za pomocą których, bez dalszych już pomiarów, możliwe jest wykonanie dowolnych cewek na różnych rdzeniach ferromagnetycznych.

Indukcyjność L cewki na rdzeniu ferromagnetycznym można obliczyć według wzoru

$$L_{mH} = \left(\frac{n}{c}\right)^2 \qquad (1)$$

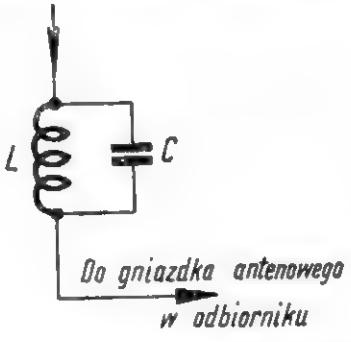
gdzie n — ilość zwoi

c — współczynnik zależny od rodzaju rdzenia.

Nasze zadanie polega tylko na ustaleniu współczynnika c dla danego rodzaju rdzenia. W tym celu — na rdzeniu, dla którego szukamy owego współczynnika c, należy nawinąć pewną ilość zwoi, np. 10 i zbudować zwykły eliminator według podanego rysunku.

Użyty do tego celu kondensator powinien być wysokiej jakości, o pojemności około 250 pF i tolerancji około 2%. (Z produkowanych w kraju nadaje się typ Km 3/270/2 o pojemności 270 pF).

Eliminator ten podłączamy jedną końcówką do gniazdka antenowego w odbiorniku, drugą zaś — do anteny, po czym odbiornik dostrajamy do jakiejkolwiek stacji o znanej częstotliwości. Dla dokładności pomiaru — nie należy jednak dostrajać odbiornika do stacji lokalnej, lecz do innej odległej, pracującej w zakresie średniofalowym, np. 837 kHz. Następnie odwijając powoli



nieco zwojów z cewki — dostrajamy eliminator do danej częstotliwości (co stwierdzamy przez zanik odbioru). Odwijając drut z cewki należy go stopniowo odcinać, gdyż wówczas uzyskuje się dokładniejszy pomiar oraz uniemożliwia zaplątanie się przewodu. W ten sposób stwierdzamy, że np. przy 55 zwojach nastąpił zanik odbienanej stacji. Mamy więc obecnie następujące dane:

$C = 270$ pF, $n = 55$ zwoi, $f = 837$ kHz; nieznane są L i c. Ze wzoru:

$$L_{\mu H} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{C \cdot f} \qquad (2)$$

znajdujemy indukcyjność, która dla naszego przykładu wynosi 133 μH. Cewka ma więc 0,133 mH przy 55 zwojach. Ze wzoru (1) obliczamy

$$c = \frac{n}{\sqrt{L_{mH}}},$$

przy czym w naszym przypadku otrzymany $c = 150$ (odpowiada to wartości dla rdzenia Görler 202).

Za pomocą otrzymanego współczynnika c możemy już obecnie obliczyć ilość potrzebnych zwojów dla wykonania dowolnej cewki o zadanej indukcyjności, wykorzystując do tego celu wzór (1). W podobny sposób możemy obliczyć współczynnik c i dla innych rodzajów rdzeni. Dla ułatwienia podaję w tabelce współczynniki dla różnych, bardziej znanych rdzeni:

Przy wykonywaniu cewek na rdzeniach ferromagnetycznych należy brać pod uwagę, że:

— przy zmianie licy na drut jednolity lub odwrotnie, oraz przy zmianie średnicy drutu współczynnik c może się zmienić o około 5%;

Firma	Typ rdzenia	Zmiana indukcyjności rdzeniem %	Współczynnik c
Dralowid	garnuszkowy	8	135
	szpulkowy	10	165
	E z jarzmem	10	192
	cylindryczny		
	M8 0,75	20	260
	M6 0,5	18	285
Görler	F 201		167
	F 202		151
	garnuszkowy 01717	40	166
Siemens	H	6	136
	krzyżakowy	8	154
	cylindryczny	15	210

— przy użyciu ekranu zmienia się indukcyjność cewki, w związku z tym współczynnik c zwiększa się w zakresie około 10%, w zależności od kształtu i wymiarów ekranu.

J. KRZYŻANOWSKI

(Opracowano na podstawie literatury niemieckiej)

Budujemy kolbę do lutowania

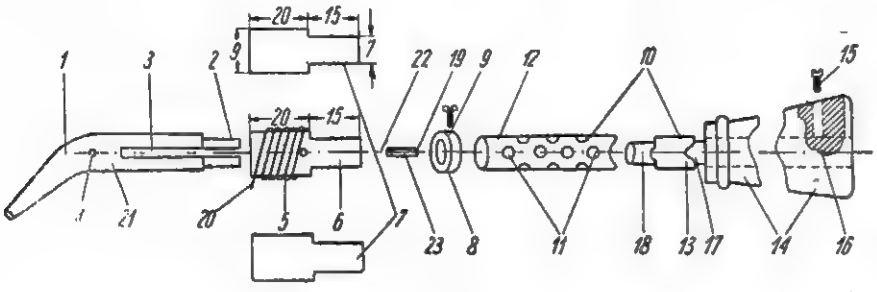
NIEZBĘDNĄ dla potrzeb radioamatorskich elektryczną kolbę do lutowania niekoniecznie musimy nabywać jako gotowy produkt fabryczny. Możemy ją wykonać samodzielnie, opierając się na niżej zamieszczonym opisie. Trzeba tylko być nieco obeznanym z pracą warsztatową i dysponować niezbędnym materiałem. Niewielki, włożony w budowę kolby wysiłek, opłaci się niewątpliwie; będzie to bowiem kolba poręczna w użyciu i wystarczająca na dłuższy okres czasu, a samo wykonanie jej we własnym zakresie — to chyba również odrobina satysfakcji.

Spójrzmy na rysunek 1 i zapoznajmy się z konstrukcją opisywanej kolby oraz sposobem wykonania poszczególnych części składowych i zmontowania całości.

Z miedzianego pręta długości 70 mm bądź wytaczamy na tokarce, bądź wypiłowujemy ręcznie trzon *1* o średnicy przekroju 10 mm. Jeden jego koniec trzeba spiłować na odcinku 35 mm w stożek, drugi zaś w szyjkę *2* o długości 10 mm i średnicy 8 mm, a więc równej wewnętrznej średnicy rurki *10*. Trzon w połowie długości należy wygiąć, nadając mu kształt przedstawiony na rysunku.

Z kolei przystępujemy do rozpiłowania trzonu (od strony szyjki) przez środek na głębokość 30 mm, tak aby pow-

stała szczelina *3* szerokości 1,5 mm. Na zgięciu trzonu wiercimy otwór (4) o średnicy 3 mm.

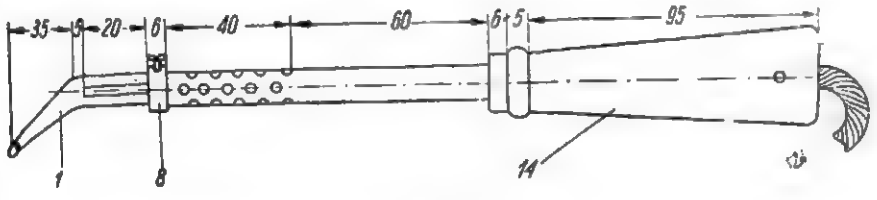


Rys. 1

Będzie on przeznaczony do zamocowania kawałka miedzianego drutu przy lutowaniu bardzo drobnych i w trudno dostępnych miejscach rozmieszczonych części aparatury lub elektrycznych przyrządów pomiarowych, np. włosów, bardzo cienkich przewodów itp.

do nawinięcia uzwojenia. Tak zestawiony element grzejniczy wsuwamy do szczeliny w trzonie. Przekrój taśmy użytej na uzwojenie najlepiej dobierać do napięć w granicach 2,5 ÷ 50 V, pamiętając, że względy bezpieczeństwa przemawiają za zastosowaniem jak najniższego napięcia.

Moc — należy również dobrać tak, aby nie przekraczała 20 ÷ 25 W.



Rys. 2

Element grzejniczy wykonujemy w sposób następujący: na szerszą część odpowiednio wyciętej płytki mikowej *6* nawijamy taśmę niklowochromową szerokości 0,8 ÷ 1 mm, grubości 0.5 mm. Długość taśmy użytej na uzwojenie dobiera się w zależności od napięcia źródła prądu. Dla normalnego nagrzania kolby uzwojenie *5* powinno być rozżarzone do koloru czerwonowiśniowego. W celu odizolowania trzonu od uzwojenia nakładamy na jego wierzchnią i spodnią stronę płytki mikowe *7* grubości 0,2 ÷ 0,3 mm, takie same co do kształtu i rozmiaru, jak płytka użyta

W opisanym tutaj modelu kolby uzwojenie zostało wykonane na napięcie 12 V z taśmy niklowochromowej stosowanej w elektrycznym żelazku do prasowania.

Do połączenia z sobą wszystkich części kolby służy metalowa rurka *10* o średnicy zewnętrznej 10 mm, długości 150 mm i grubości ścianki 1 mm. W celu zmniejszenia przewodności cieplnej rurki wiercimy w niej na odcinku 40 mm rozmieszczone w szachownicę otworki *11* o średnicy 5 mm. W jednym końcu rurki — w odległości 3 mm od skraju — wiercimy otwór *12* dla wkrętu gwintowanego *9*, w drugim zaś robimy wycięcie *13*, służące do umocowania przewodu i zapewniające pewne połączenie między nim a rurką przy nałożonej rączce *14*.

Prócz tego w rurce wiercimy jeszcze otwór *16* dla wkrętu *15* mocującego wprowadzone przewody.

Najdogodniejszą w użyciu, a łatwą do wykonania jest rączka przedstawiona na rysunku 2. Sporządzamy ją z twardego, odpowiednio wykształtowanego drewna, w którym wiercimy otwór podłużny na wylot, o średnicy odpowiadającej otworowi rurki.

Mając już gotowe wszystkie części składowe — przystępujemy do ich zmontowania. Przez otwór w rączce i przez rurkę przewlekamy sznur 2-przewodowy — rys. 1 *17*; jeden jego koniec — rys. 1 *18* — po oczyszczeniu z izolacji umieszczamy w wycięciu rurki. Następnie na rurkę nakładamy pierścień *8*, przez który przeprowadzamy koniec przewodu *19*; przewód ten przecinamy w odległości 15 mm od skraju pierścienia, oczyszczamy z izolacji i wkładamy w rurkę *23* o średnicy wewnętrznej 1,5 mm i długości 10 mm.

Rurka ta przez zaciśnięcie łączy koniec przewodu sznura *19* i koniec uzwojenia grzejniczego kolby *22*. Na część przewodu sznura *19* wewnątrz rurki nakładamy ceramiczne paciorki, chroniące izolację przewodu przed uszkodzeniem, a więc i przed zwarciem elektrycznym. Końcówkę uzwojenia *20* mocujemy na stałe w otworze *21*.

Należy teraz na koniec trzonu nałożyć pierścień *8* i zamocować go wkrętem *9*. Kolba gotowa.

M. W.

(Opracowano na podstawie literatury radzieckiej)

BUDOWA STACJI TELEWIZYJNEJ W RYDZE

W Związku Radzieckim zgodnie z planem rozwoju telewizji rozpoczęto budowę stacji telewizyjnych w stolicach republik związkowych. Między innymi w najbliższym czasie uruchomiona zostanie stacja telewizyjna w Rydze.

NOWE TYPY ODBIORNIKÓW TELEWIZYJNYCH

Przemysł radiotechniczny Związku Radzieckiego produkuje nowe typy odbiorników telewizyjnych: „Awangard", „Siewier" i „Temp". Odbiornik typu „Temp" ma lampę obrazową o średnicy 40 cm, zaś „Awangard" i „Siewier" — 30 cm. Oprócz tego wypuszczono odbiornik dla odbioru doświadczalnej stacji telewizji kolorowej.

RADIOFONIA PRZEWODOWA WIELOPROGRAMOWA W WARSZAWIE

W przyszłym roku będzie przebudowana sieć radiofonii przewodowej w śródmieściu Warszawy. Nowe Miasto otrzyma zautomatyzowany radiowęzeł, który będzie nadawał dwa programy. W 1956 r. drugi radiowęzeł dwuprogramowy będzie uruchomiony w centrum stolicy.

70 000 RADIOSTACJI POLOWYCH W ZSRR

Na radzieckiej wsi w okresie robót polnych pracuje około 70 000 urządzeń nadawczo-odbiorczych typu „Urożaj"; ułatwiają one porozumiewanie się między brygadami roboczymi. Konstruktorzy radzieccy opracowują obecnie nowy bardziej ekonomiczny prototyp radiostacji polowej.

RADZIECKO-CHIŃSKA UMOWA RADIOFONICZNA

W ubiegłych miesiącach zawarta została umowa radiofoniczna między ZSRR a Chińską Republiką Ludową. Umowa przewiduje wymianę programową i współpracę techniczną.

PORADY

Robert Nałęcz, Łódź

Zapytuje Ob., co może być przyczyną całkowitego braku odbioru na zakresie krótkofalowym w odbiorniku typu Pionier U2.

Przyczyn zaniku odbioru może być wiele. Czasem silne sygnały lokalnych stacji przedostają się bezpośrednio do stopnia małej częstotliwości pomimo uszkodzenia obwodów pośredniej częstotliwości. W takim przypadku sygnałów dalszych i słabszych stacji nie można odbierać. Przypadek ten eliminujemy o ile odbiór na zakresie fal średnich jest prawidłowy, ograniczając się do poszukiwań uszkodzenia w obwodach wstępnych i oscylatora. W tym celu należy przede wszystkim zbadać lampę mieszającą. Jeżeli lampa straciła 30—40% emisji to należy ją zmienić na nową, gdyż w tym przypadku odbiór na zakresie krótkofalowym będzie znacznie słabszy niż na innych zakresach. Zbadanie na przyrządach nie zawsze pozwala na stwierdzenie złego działania lampy mieszacza. Czasem mimo dobrej emisji lampa nie oscyluje. Z tego powodu należy dobroć lampy sprawdzić na oscylację w innym odbiorniku. Dlatego też radzimy przede wszystkim sprawdzić jakość lampy mieszającej. Niezależnie od tego trzeba sprawdzić czy wszystkie lutowania są dobre oraz skontrolować działanie przełącznika.

NS z Ozimek

Zapytuje Ob. w jaki sposób audycję z odbiornika typu Mazur można miksować z odbiorem z adaptera gramofonowego.

Adapter gramofonowy zaopatrzony w potencjometr należy podłączyć do siatki lampy EBL 21 równolegle do opornika 10 kiloomów. Audycja z płyt gramofonowych będzie wzmacniana jedynie przez lampę głośnikową, mimo to jednak przez odpowiednie strojenie siły odbioru oraz przez regulację adaptera można uzyskać mieszanie dźwięków odbieranych z „eteru" i adaptera.

Wszelkie napięcia zasilacza, a zwłaszcza żarzenia, należy podłączać kontrolując napięcie woltomierzem, gdyż łatwo jest zniszczyć lampy, żarząc je zbyt intensywnie. Prace pomiarowe należy wykonywać w czasie pełnego napięcia sieci, a nie w godzinach wieczornych, kiedy napięcie sieci zazwyczaj spada.

W przypadku gdyby Ob. miał odbiornik z lampami o żarzeniu 1,4 V oraz prądzie anodowym 67,5 V, należy wykonać dodatkowe odprowadzenie z pierwotnego uzwojenia transformatora na 750-tym zwoju, oraz zmniejszyć uzwojenia wtórne o 30% ilości zwojów.

E. Rivera, Warszawa

Zapytuje Ob., czy można mieć i eksploatować urządzenie do odtwarzania muzyki na odległość, wykonane wg opisu zamieszczonego w RADIOAMATORZE.

Aparaty do odtwarzania muzyki na odległość są małymi nadajnikami. Na użytkowanie aparatury nadawczej, bez względu na jej moc i zasięg, należy mieć zezwolenie. Zezwolenie takie może otrzymać czynny członek LPŻ po zdaniu egzaminu przed Komisją Techniczno-Egzaminacyjną LPŻ. Zezwolenie (licencję) wydaje Minister Poczt i Telegrafów na wniosek LPŻ.

J. Baran, Cieszyn; Stały Czytelnik E. P., Poznań; B. Perzanowski, Dęblin; Zdz., Toruń

Prosimy o podanie swego adresu, gdyż porady, o które Obywatele proszą, nie zainteresują większego grona naszych czytelników.

Wymiana

Mgr inż. Bogdan Przyśliwski, Tarnów, ul. Szopena 4/6, wymieni następujące n-ry RADIA: 4, 6, 7/50 oraz RADIOAMATORA: 1, 3, 6, 7, 8/50, 5/51, 1, 2, 3, 6/52. Poszukuje w zamian n-rów 2, 11/53 RADIOAMATORA.

Stefan Jaświn, Kętrzyn, ul. Powstańców 28, wymieni różnorodny sprzęt radiotechniczny na komórkę fotoelektryczną (typ obojętny) oraz lampę 2K2M.

Zygmunt Burhardt pocz. Prusy pow. Strzelin woj. Wrocław, poszukuje numeru 4/53 RADIOAMATORA. Ofiaruje w zamian n-ry 1, 2/50 oraz 2, 5/52.

Alojzy Manowski, Panewnik, pow. Stalinogród, ul. Szojdy 1, wymieni lampę 6A7 na lampę AF7. Poszukuje n-rów 5, 7, 8, 12/49 mies. polskiego RADIO; ofiaruje w zamian n-ry 6, 8, 9, 10, 12/52 oraz 1, 2, 3, 10/53 RADIOAMATORA.

Janusz Żyburski, Solec Kujawski, ul. Kujawska 4, wymieni następujący sprzęt radiowy: kondensator powietrzny 500 pF; kondensatory reakcyjne po 180 pF (3 szt.); podstawki do lamp 2K2M (2 szt.); 3-zakresowy, jednoobwodowy zespół cewek z przełącznikiem; potencjomierz 0,5 MΩ z wyłącznikiem; drut nawojowy 0,4÷0,7 mm; odbiornik detektorowy oraz kompletny (oprócz lamp) sprzęt do budowy amatorskiej dwójki bateryjnej (według schematu z n-ru 12/53). Poszukuje w zamian innego sprzętu radiotechnicznego.

F. Hajduk, Goleniów Śl. pocz. Kamieniec 2, pow. Ząbkowice, wymieni kwarc 500 kHz na lampę EBL21.

Zdzisław Madoński, pocz. Sanatorium Rudka, pow. Mińsk Maz., poszukuje agregatu kondensatorów obrotowych 4×500 cm, głośnika elekrodynamicznego ze wzbudzeniem na 12÷150 mA (może być z uszkodzoną membraną) oraz tomów IV, VIII i X „Empfänger Schaltungen". Ofiaruje w zamian lampę RL12P35, dwa kwarce 352 kHz (Telefunken), lampę 2K2M, różne transformatorki międzylampowe oraz tomy I, II, III, V, VI, VII i IX „Empfänger Schaltungen".

Józef Ćwiak, Bielsko-Biała ul. Gottwalda 6/2, poszukuje 2 kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 6 μF i przebiciu 250V÷300V oraz potencjometru na 5 kΩ. Ofiaruje w zamian lampę RL12T15, dwa kondensatory blokowe o pojemności 4 μF i przebiciu 360 V, 700 V oraz potencjometr na 0,5 MΩ z wyłącznikiem.

Władysław Tętnowski, Nowy Targ, ul. Nadmłynówka 56a, woj. Kraków, wymieni książkę F. Czestnowa „W świecie fal radiowych", n-ry 5, 8, 11/54 mies. „Młody Technik", n-ry 13, 21, 22, 29, 33, 40, 41, 42/54 tygodnika „Radio i Świat" oraz rdzeń do transformatorka dzwonkowego. Poszukuje w zamian rdzenia transformatora sieciowego M25, rocznika 1950 i 1951 RADIOAMATORA; kondensatora katodowego 10÷25 μF/30 V lub kondensatora do zasilacza 2×8÷2×16 μF/650 V÷450 V. Prócz tego wymieni lampę REN704d na lampę BC242 lub EFM11. Poszukuje pilnie podstawek do różnych lamp.

Michał Sowiński, Gliwice, ul Drozdów 14, wymieni transformator sieciowy, kondensator 0,5 μF/2kV; książki: „Fizykalne zasady radiotechniki", „Radio na usługach ludzkości", „Modulacja częstotliwości", „Radio wczoraj i dziś", pojedyńcze numery „Kratke Vlny" i „Amaterske Radio" oraz inne książki z dziedziny radio- i elektrotechniki. Poszukuje w zamian odbiornika bateryjnego, zdekompletowanych superów na rozbiórkę oraz różnorodnego sprzętu radiowego.

R. Białobrzeski, Warszawa 22, ul. Sękocińska 3/2, zamieni n-ry 3, 4, 5/54 RADIOAMATORA na nr 12/53 oraz 1, 2/54 tego czasopisma.

Henryk Balcer, Bydgoszcz, ul. Jezuicka 14/3, wymieni lampy 1625 (amerykańskie), E499 (2 szt), E444, 6Q7, 6Г7; transformatorki głośnikowe; 2 głośniki dynamiczne; kondensatory, obrotowe, powietrzne i mikowe oraz różnorodny sprzęt radiotechniczny; książki: „ABC Radioamatora" Klimczewskiego, „Empfänger Schaltungen" — tomy I, V, VI, IX. Poszukuje w zamian silniczka do adaptera 220 V/100 W synchronicznego lub asynchronicznego oraz kondensatorów elektrolitycznych 2×32 μF, 25 μF/25 V.

E. Kowalkowski, Włocławek, Pow. Zarząd Łączności, wymieni następujące n-ry radzieckiego mies. RADIO: 1, 2, 3, 6, 7, 8/50 oraz n-ry od 3÷12/51; 1÷9/52. Poszukuje w zamian czasopism niemieckich (np. Radio Mentor) z lat wojennych i powojennych.

Julian Stempak, pow. Jarosław, pocz. Wiązownia, wieś Szósko 337, wymieni następujące książki: „Radiotechnika"— Termana, „Urządzenia radionadawcze" — Modiela, „Maszyny elektryczne prądu zmiennego i transformatory" — Krzywickiego, a także aparat fotogr. 6×9 marki Baldak-Box, lampę AZ11 oraz różne przyrządy pomiarowe. Poszukuje w zamian silnika elektrycznego 220 lub 380 V dużej mocy.

Stanisław Hoszowski, Brzozów, Humniska (rzeszowskie), wymieni książki w języku niemieckim i włoskim z dziedziny radiotechniki, kilkaset schematów amatorskich aparatów, a także zasilacz anodowy wibratorowy 6 V/125 V, odbiornik bateryjny, lampy KK2, KF3, KBC1, KL4, odbiornik sieciowo-bateryjny i generator strojeniowy. Poszukuje w zamian innego sprzętu radiowego, a także n-rów 2, 3/52, 1, 2, 4/50 RADIOAMATORA.

Jan Szymkowiak, Bydgoszcz-Opolę ul. Chełmińska 18/8, wymieni wzmacniacz mikrofonowy na lampie EBC3; dwie pary słuchawek; mikrofon węglowy; głośnik elektrodynamiczny 2 W; klucz telegraficzny sztorcowy; kondensatory stałe i zmienne; oporniki; potencjometry; rdzeń transformatorowy do odbiornika AGA oraz kilka książek z dziedziny radiotechniki na nadajnik krótkofalowy (najmniejsza moc 5 W) albo na radioodbiornik 3-zakresowy (może być z brakującymi częściami).

Janusz Grzankowski, Szczecinek, ul. Warszawska 2/3, wymieni III tom „Empfänger Schaltungen" na tom VI lub IX. Prócz tego wymieni transformatory sieciowe o napięciach anodowych 2×300 V; 1×6,3 V; 1×4 V. Poszukuje w zamian kompletnych roczników RADIA z r. 1946, 1947; n-rów 7, 8, 11/49; 1, 2, 4/50; rocznika RADIOAMATORA 1952 (prócz n-ru 1).

Stanisław Zientara, pocz. Chrząchów, pow. Puławy, woj. Lublin, poszukuje skrzynki do radioodbiornika (typ obojętny) oraz różnorodnego sprzętu radiotechnicznego. Ofiaruje w zamian prądnicę samochodową „Bosch" z automatycznym regulatorem napięcia; gaźnik „Opel", a także książkę „Radiofonia" Cetnera (2 tomy) i kilka tomów z biblioteczki radiotechnicznej Gajewskiego.

Inż. Kazimierz Zwoliński, Gdańsk—Wrzeszcz, ul. Wasowskiego 17, wymieni lampy: 6K7MG, EF9, RENS1823d, RV2P800, RL2T2 (5 szt.); głośnik dynamiczny 10 W; wskaźnik neonowy trójelektrodowy; chassis kompl. z kondensatorami zmiennymi 2×500 cm do czterolampówki; miliamperomierze magnetoelektryczne I=100 μA, miliamperomierz 300 mA ∅ 80 mm; prostowniki selenowe; kompletny zasilacz anodowo-siatkowy z prostownikami stykowymi; kondensatory stałe 0,5÷4 μF / 220÷1000 V oraz inny sprzęt radiotechniczny. Poszukuje w zamian zdekompletowanego 12-woltowego radioodbiornika samochodowego.

Wincenty Zalisko, pocz. Olszyny Dolna 12, pow. Lubań, woj. Wrocław, wymieni kondensator strojeniowy (agregat) 2×500 pF; lampę UCH21 o pełnej emisji; automatyczny wyłącznik typu „Siemens"; książkę inż. Klimczewskiego „ABC radioamatora"; n-ry 1, 2, 7, 9/53 RADIOAMATORA. Poszukuje w zamian lamp bateryjnych 1R5, 1T4 (2 szt.), 1S5, 3S4 oraz podręcznika pt. „Technika nagrywania i odtwarzania dźwięków" I. Maleckiego.

Aleksander Sobolewski, Bydgoszcz, ul. Podgórna 1/8, wymieni miniaturowy induktor (do megomierza) i galwanometr. Poszukuje w zamian następujących n-rów- mies. polskiego RADIO: rocznika 1946 (prócz n-ru 1); 6/47; 3, 4/48; 1, 2, 3, 4, 5, 6/49; 4, 9/50. N-rów 1, 9/52 RADIOAMATORA.

Zygmunt Wojtachnio, Technicum Mechaniczne, Radom 1, ul. Przytycka, wymieni schematy następujących radioodbiorników (sieciowych i bateryjnych, na prąd stały i zmienny): UKF-FM, 6N-1, T-689-Riga,, Elektrosygnał-2, Rekord 47; 46, Moskwicz, Ural 47, Rodina, Tesla T-713, Felefunken T876 WK. Poszukuje w zamian zespołu cewek z przełącznikiem; lamp bateryjnych KF3, KC1, KL1, KL4; przełącznika falowego trzy- lub czterozakresowego i innego sprzętu radiotechnicznego.

E. Frydrychowski, Gdańsk 1, ul. Zagrodowa 1/5, wymieni 2 kryształy kwarcu w oprawkach do nadajnika krótkofalowego. Poszukuje w zamian radioodbiornika Tesla — Talizman.

Eugeniusz Baran, Jelenia Góra, ul. Klonowicza 3/9, wymieni następujące książki: „Ogólny kurs radiotechniki" Wojszwiły, „Radiotechnika" Termana (tom II), „Przystępna elektrotechnika dla radioamatorów" Batrakowa, „W świecie fal radiowych" Czestnowa, „Technika odbioru radiowego" Rotkiewicza. Poszukuje w zamian sprzętu radiotechnicznego.

Henryk Roszkowski, Białystok, wieś Zaścianki 30, wymieni nową lampę VY2 oraz transformator głośnikowy z odczepami. Poszukuje w zamian następujących n-rów polskiego mies. RADIO: 1, 2, 6/46; 4, 5, 7-8, 9, 10/47; 1-2/48; 7-8, 11/49; 1, 2, 4/50; RADIOAMATOR — nr 1/50.

Obliczanie transformatora sieciowego małej mocy

RADIOAMATORZY w swej praktyce, bardzo często z braku odpowiednich transformatorów na rynku, wykorzystują posiadane rdzenie i samodzielnie wykonują potrzebne transformatory.

Dla zaprojektowania transformatora należy wykonać wstępne przeliczenia, które określą przekrój rdzenia, ilość zwojów, grubość drutu itp. Dla ułatwienia podajemy poniżej nomogram, który w sposób szybki pozwala na określenie tych wartości z wystarczającą dokładnością.

Wielkość transformatora, to jest: wymiary rdzenia, ilość zwojów i średnica drutu, zależy w pierwszym rzędzie od przenoszonej przez transformator mocy.

Przekrój rdzenia określony jest wzorem:

$$S_z = 1{,}25\sqrt{P} \qquad (1)$$

gdzie S_z — w cm², P — moc pobierana przez transformator w watach, względnie w woltamperach.

Ilość zwojów zależna jest od przekroju rdzenia, indukcji magnetycznej, częstotliwości oraz napięcia. Przy założeniu częstotliwości prądu sieci 50 Hz oraz napięcia 1 W otrzymamy uproszczony wzór:

$$Z_v = \frac{4{,}5 \cdot 10^5}{B \cdot S_z}$$

gdzie Z_v — ilość zwojów przypadająca na 1 wolt, B — indukcja magnetyczna w Gaussach, S_z — przekrój rdzenia w cm² (bez izolacji) a po uwzględnieniu wzoru (1)

$$Z_v = \frac{3{,}6 \cdot 10^5}{B\sqrt{P}} \qquad (2)$$

Dla obliczenia potrzebnej ilości zwojów mnożymy wielkość napięcia przez ilość zwojów na 1 wolt:

$$Z = Z_v \cdot U \qquad (3)$$

gdzie Z — ogólna ilość zwojów, Z_v — ilość zwojów przypadająca na 1 wolt napięcia, U — napięcie w woltach.

W praktyce dla uwzględnienia spadku napięcia, ilość zwojów zmniejszamy o 5 ÷ 10% w uzwojeniu pierwotnym i zwiększamy o 5 ÷ 10% w uzwojeniach wtórnych.

Średnica drutu uzwojenia zależy od płynącego prądu i od dopuszczalnej gęstości prądu, to jest od wielkości prądu przypadającego na jednostkę przekroju drutu (mm²). Zwykle przyjmuje się gęstość prądu 2 A/mm². Przy większej wartości uzwojenie będzie się grzało i wystąpią większe spadki napięć. Przy mniejszej gęstości drut będzie niewykorzystany, transformator zaś będzie miał niepotrzebnie duże wymiary. Zwykle dla uzwojeń źle chłodzonych (wewnątrz szpuli) przyjmuje się gęstość 2 ÷ 2,5 A/mm², dla uzwojeń nawiniętych na zewnątrz (np. uzwojenia żarzenia) 3 ÷ 3,5 A/mm².

Średnicę drutu określa wzór:

$$d = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{j}} \qquad (4)$$

gdzie d — średnica w mm, I — prąd w amperach, j — gęstość prądu w amperach na 1 mm².

Zależności wzorów (1 ÷ 4) ujęte są w poniższym nomogramie.

SPOSÓB KORZYSTANIA Z NOMOGRAMU

Przebieg obliczenia

1. Obliczamy sumę mocy pobieranych przez wszystkie uzwojenia wtórne, a więc uzwojenia żarzenia i uzwojenia anodowe. Korzystamy tu ze skali U, P oraz I; łącząc punkty na skali U i I otrzymujemy na skali P moc w watach. Należy tu zwrócić uwagę, że jeżeli na skali I określamy prąd w miliamperach (skala a), to korzystamy ze skali U wyrażonej w woltach na skali b. Gdy prąd określamy w amperach (skala b), napięcie odczytujemy na skali a.

Np. (patrz nomogram) przy prądzie 1 A i napięciu 6,3 V łączymy punkt 1 na skali I i punkt 6,3 na skali U. Prosta łącząca te punkty przecina skalę mocy P w punkcie 6,3 W. Ta sama moc wypadnie, gdy połączymy punkt odpowiadający 1 mA i 6300 V.

Przy sumowaniu mocy poszczególnych uzwojeń należy zwrócić uwagę, że moc uzwojenia żarzenia obliczamy ze wzoru $P = U \cdot I$, zaś moc uzwojenia anodowego przy dwupołówkowym prostowaniu obliczamy ze wzoru: $P = 1{,}5\ U_o \cdot I_o$ zaś napięcie i prąd skuteczny ze wzorów: $U_\sim = 2\ U_o$; $I_\sim = 1{,}1\ I_o$ (uzwojenie z odgałęzieniem od środka). Natomiast przy jednopołówkowym prostowaniu $P = 2 \cdot I_o \cdot U_o$; $U_\sim = 1{,}1\ U_o$; $I_\sim = 2 \cdot I_o$ — gdzie P — moc prądu zmiennego w VA; U_o, I_o — napięcia stałe, prąd stały (wyprostowany); $U_\sim$, $I_\sim$ — napięcie, prąd zmienny (wartość skuteczna).

Następujący przykład objaśni sposób obliczania mocy transformatora dla odbiornika. Napięcie stałe wyprostowane $U_o = 300$ V, prąd wyprostowany $I_o = 60$ mA, żarzenie lampy prostowniczej $U_p = 4$ V, prąd lampy prostowniczej $I_p = 1$ A, żarzenie lamp odbiorczych $U_z = 6{,}3$ V, prąd lamp odbiorczych $I_z = 2{,}4$ A. Prostowanie dwupołówkowe, napięcie sieci 220 V. Moc uzwojenia anodowego: $P = 1{,}5 \cdot U_o \cdot I_o$.

Z wykresu odczytujemy: $U_o \cdot I_o = 300\ \text{V} \cdot 60\ \text{mA} = 18$ W; stąd $P = 1{,}5 \cdot 18 = 27$ VA;

$U_\sim = 2 \cdot U_o = 2 \cdot 300 = 600$ V; $I_\sim = 1{,}1 \cdot I_o = 1{,}1 \cdot 60 = 66$ mA.

Moc uzwojenia lampy prostowniczej: $P_p = U_p \cdot I_p = 4 \cdot 1 = 4$ VA.

Moc uzwojenia lampy odbiorczej: $P_z = U_z \cdot I_z = 6{,}3 \cdot 2{,}4 = 15$ VA.

Suma mocy P : 27 VA + 4 VA + 15 VA = 46 VA.

2. Obliczanie przekroju rdzenia S_z. Po lewej stronie skali P mamy podziałkę wyrażającą przekrój rdzenia w cm²; tak np. dla mocy 300 W przekrój rdzenia wynosi 22 cm² (patrz przykład na nomogramie). Dla obliczonego wyżej przykładu przy mocy 46 VA przekrój rdzenia wyniesie 8,4 cm² (jest to przekrój „czynny" bez uwzględnienia izolacji pokrywającej blaszki transformatora).

3. Obliczanie ilości zwojów przypadających na 1 wolt. Łączymy punkt na skali mocy P z punktem na skali indukcji B. Prosta łącząca te punkty przecina skalę Z_v, określając ilość zwojów na 1 wolt.

Wartość indukcji przyjmujemy: $B = 7000$ G. Wartość ta określona jest dla blachy zwykłej; dla nakrzemionej grubości 0,5 mm przyjmuje się $B = 9000 \div 10000$ G, zaś dla nakrzemionej grubości 0,35 mm $B = 12\,000$ G. Dla transformatorów, w których płynie składowa stała prądu (prostownik jednopołówkowy) dla nakrzemionej blachy należy przyjąć indukcję nie większą niż 7000 G.

Przykład (patrz nomogram). Dla mocy 300 W i indukcji 7000 G otrzymujemy $Z_v = 3$ zwoje/wolt. Dla mocy 46 VA i indukcji 7000 G $Z_v = 7{,}5$ zwojów/wolt.

4. Obliczanie ilości zwojów. Łączymy punkt na skali U z punktem na skali Z_v. Prosta przecina skalę zwojów Z, przy czym skali napięć b odpowiada skala zwojów b:

Przykład. Dla napięcia 6,3 V i Z 3 zwoje/wolt ilość zwojów uzwojenia $Z = 20$ (patrz nomogram).

Przeliczmy również podany wyżej przykład: $Z_v = 7{,}5$ zwojów/wolt;

Uzwojenie pierwotne (napięcie sieci 220 V);

$Z' = 1650$ zwojów (zmniejszamy o około 5% = 80 zwojów)

$Z = 1570$ zwojów

Uzwojenie wtórne ($U_\sim = 2 \cdot 300$ V = 600 V)

$Z' = 4500$ zwojów (zwiększamy o około 5% = 220 zwojów)

$Z = 4720$ zwojów z odgałęzieniem od środka.

Uzwojenie żarzenia lampy prostowniczej: $U = 4$ V; $Z = 30 + 5\%$ (około 2 zwoje) = 32 zwoje.

Uzwojenie żarzenia lamp odbiorczych: $U = 6{,}3$ V; $Z = 47$ zwojów + około 5% (3 zwoje) = 50 zwojów.

5. Obliczanie średnicy drutów. Łączymy punkt na skali I z punktem na skali gęstości prądu j. Prosta przecina skalę średnicy drutu d, przy czym podziałce b (ampery) odpowiada podziałka b na skali d.

Przykład 1. Dla prądu $I = 1$ A i gęstości 2 A/mm² średnica $d = 0{,}8$ mm (patrz nomogram).

Przykład 2. Przeliczmy średnice drutów naszego transformatora. Prąd w uzwojeniu pierwotnym dla mocy 46 VA i napięciu 220 V; wartość prądu odczytujemy na skali I. Uwaga: 46 VA i 220 V przecinają skalę prądu powyżej podziałek. Korzystamy z podziałki 46 W i napięcia 10 razy większego, to znaczy 2200 V, mnożąc następnie odczyt na podziałce mA (a) przez 10.

$I = 210$ mA

Uwzględniając sprawność transformatora 80% powiększamy tę wartość o około 20% to jest o około 40 mA, stąd $I = 250$ mA = 0,25 A; przyjmujemy $j = 2$ A/mm². Podziałka nie obejmuje prądu powyżej 100 mA, dlatego odczyt wykonamy dla prądu 100 razy większego, dzieląc odczyt średnicy przez 10 (ponieważ średnica jest proporcjonalna do pierwiastka prądu). Stąd dla prądu 0,25 A · 100 = 25 A d' = około 4 mm, zaś $d = \frac{d'}{10} = \frac{4}{10} = 0{,}4$ mm.

Uzwojenie anodowe:

$I_\sim = 66$ mA
$d = 0{,}2$ mm

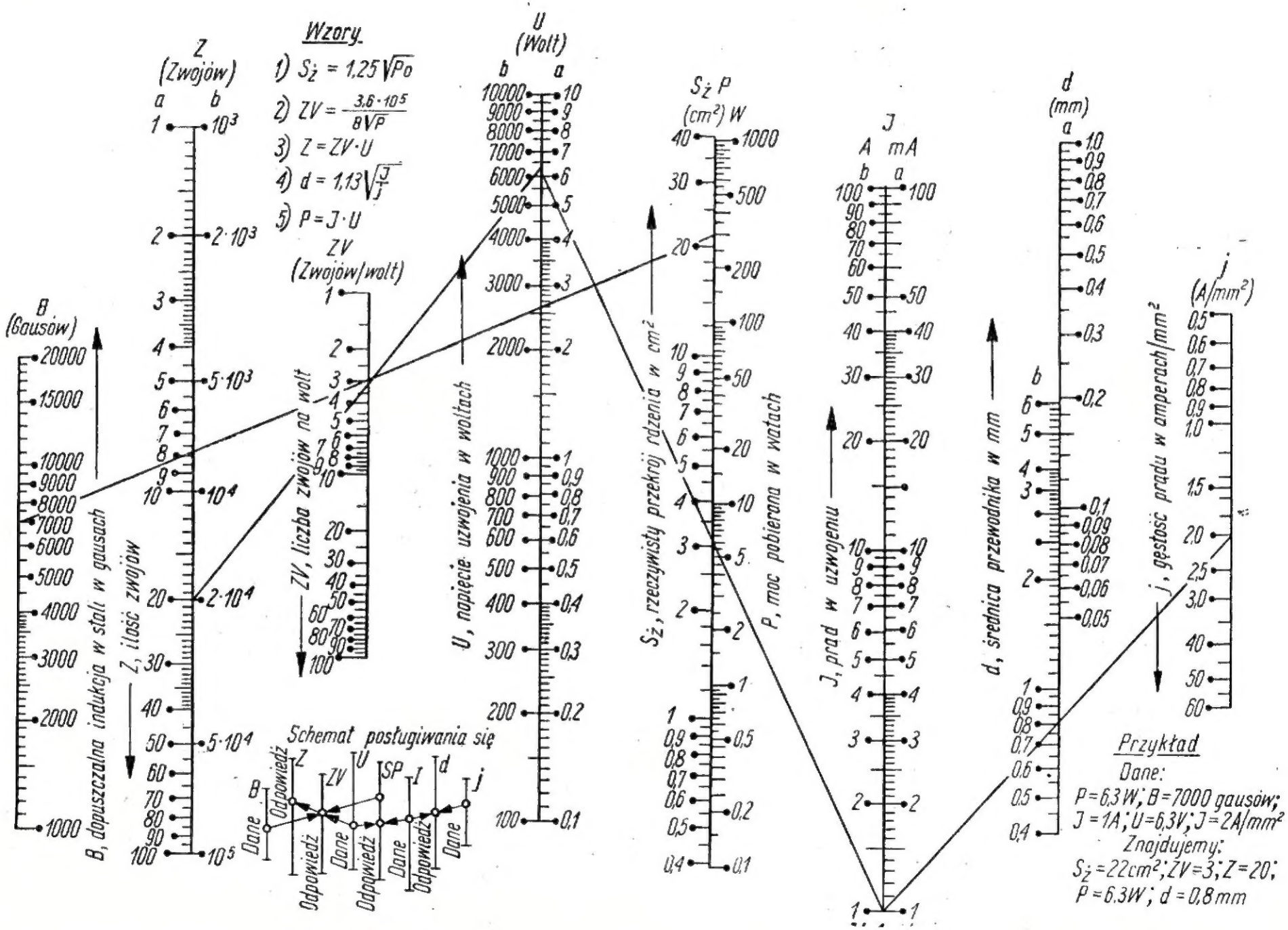
Uzwojenie lampy prostowniczej:

$I = 1$ A
$d = 0{,}8$ mm

Uzwojenie lamp odbiorczych:

$I = 2{,}4$ A
$d = 1{,}2$ mm.

(Opracowano na podstawie literatury radzieckiej)


Wzory
1) $S_{\dot{z}} = 1{,}25\sqrt{P_o}$
2) $ZV = \frac{3{,}6 \cdot 10^5}{B\sqrt{P}}$
3) $Z = ZV \cdot U$
4) $d = 1{,}13\sqrt{\frac{J}{j}}$
5) $P = J \cdot U$
B (Gausów)
B, dopuszczalna indukcja w stali w gausach
Z (Zwojów)
Z, ilość zwojów
ZV (Zwojów/wolt)
ZV, liczba zwojów na wolt
U (Wolt)
U, napięcie uzwojenia w woltach
$S_{\dot{z}}$ P
$S_{\dot{z}}$, rzeczywisty przekrój rdzenia w cm^2
P, moc pobierana w watach
J
A mA
J, prąd w uzwojeniu
d (mm)
d, średnica przewodnika w mm
j
j, gęstość prądu w amperach/mm^2
Schemat posługiwania się
B Z ZV U SP I d j
Dane
Odpowiedź
Przykład
Dane:
P = 6,3 W; B = 7000 gausów;
J = 1A; U = 6,3V; J = 2A/mm^2
Znajdujemy:
$S_{\dot{z}}$ = 22cm^2; ZV = 3; Z = 20;
P = 6,3W; d = 0,8 mm

Cena zł. 4.50.

Czy wiecie że ...

...Dokładne określenie prędkości rozchodzenia się fal elektromagnetycznych to jeden z ważnych problemów nowoczesnej fizyki. Jak wiadomo metodą optyczną uzyskano wynik 299 793,1 ±0,26 km/s (Bergstrand). Ostatnio dokonano pomiarów przy użyciu radaru (system Shoran). W wyniku otrzymano prędkość 299 794,2 km/s. Zbliżone wyniki dał pomiar przy użyciu systemu nawigacyjnego Decca (88 do 132 kHz).

Inną nowoczesną metodą pomiaru prędkości światła jest użycie aparatu pracującego na zasadzie zbliżonej do interferometru optycznego Michelsona, przy użyciu fali długości 1,25 cm. Uzyskano tą drogą, jako średnią z 26 pomiarów, prędkość rozchodzenia się fal elektromagnetycznych w próżni równą 299 792,6 km/s.

Jak widzimy wartości te odbiegają o około 0,7‰ od przyjętych w praktyce 300 000 km/s. Toteż tam, gdzie długość fali określamy z dokładnością tego rzędu lub nawet większą, należałoby właściwie odnośną poprawkę uwzględnić.

* * *

...Wśród nowych typów lamp generacyjnych dla fal ultrakrótkich na uwagę zasługuje carcinotron. Jest to oscylator mikrofalowy o fali wstecznej, pracujący na częstotliwościach od 1 500 do 3 000 MHz. Dotychczasowe modele dają moc rzędu 200 W i przypominają zasadę działania zarówno lampy o fali bieżącej, jak i magnetrony.

* * *

...Zastosowanie radaru jest coraz bardziej wszechstronne. Z jednej strony udoskonalenia aparatury i części składowych stwarzają możliwość użycia radaru w wielu nowych dziedzinach. Z drugiej zaś zapotrzebowanie na urządzenia radarowe dla celów specjalnych pobudza specjalistów do prac i przyczynia się do stałego postępu technicznego.

Do badania zjawisk meteorologicznych używa się obecnie najczęściej fali 6 cm; taka długość fali okazała się tu najkorzystniejsza.

Coraz częściej spotyka się urządzenia radarowe na statkach rybackich. Aparaty te są niewielkich wymiarów i łatwe w obsłudze. Mają wielorakie zastosowanie. Ułatwiają połowy w mgle, sygnalizują obecność gór lodowych, umożliwiają wejście do portu w czasie mgły, wykrywają nawet wieloryby. Oprócz urządzeń radarowych statki rybackie mają oczywiście również normalne urządzenia radiotelefoniczne względnie radiotelegraficzne dla komunikacji między sobą i z portami.

Radaru używają dziś również organa kontroli drogowej dla sprawdzania szybkości samochodów. Opracowano w tym celu aparaturę bateryjną małej mocy (0,1 W), pracującą na częstotliwości 2455 MHz. Aparat ma zasięg około 50 m i automatycznie zapisuje szybkość kontrolowanego samochodu; równocześnie zaś uruchamia wskaźnik tej szybkości.

Jedną z przeszkód w szerszym stosowaniu pokładowych urządzeń radarowych w nawigacji lotniczej były dotąd ich duże wymiary i znaczny ciężar. Problem ten był specjalnie trudny do rozwiązania dla małych samolotów i pocisków rakietowych. Postęp w budowie miniaturowego sprzętu radiowego pozwolił jednak na skonstruowanie naprawdę małych urządzeń radarowych. Dość wspomnieć, że 5-lampowy wzmacniacz takiego aparatu posiada objętość pudełka papierosów.

Wielkie zastosowanie znalazł ostatnio radar w geodezji i to zarówno do mierzenia odległości, jak i do określania położenia samolotów dokonujących zdjęć. Większe zasięgi uzyskuje się przy użyciu dłuższych fal, lecz tym samym zmniejsza się dokładność pomiaru. Przy odległościach rzędu kilkuset kilometrów uzyskuje się w praktyce dokładność rzędu kilku stutysięcznych. Dokładność ta zależy w wysokim stopniu od warunków atmosferycznych. Najlepsze wyniki dawały aparaty typu Shoran. Jeżeli chodzi o mniejsze odległości, to za pomocą urządzenia nadającego falę ciągłą modulowaną sinusoidalnie uzyskano pomiar odległości z dokładnością do 0,5 cm. Metoda ta opiera się na pomiarze różnicy fazy sinusoidy modulującej w fali nadanej i odebranej (odbitej). Próbowano stosować fale radiowe do celów normalnej triangulacji. Boki sieci liniowych miały przy tym długość 10 do 30 km (metoda Bergstranda) lub do 1000 km (metoda Shoran). Mimo dodatnich wyników, dotychczasowa klasyczna metoda triangulacji, niedawno udoskonalona, nie może być jeszcze zastąpiona sposobami radiotechnicznymi.

Postęp w budowie lamp nadawczych dla celów radarowych nie ogranicza się jedynie do magnetronów dużej mocy. Niedawno skonstruowano tetrodę, nadającą się do pracy impulsowej przy mocach szczytowych impulsu około 20 kW na częstotliwościach do 1250 MHz. Tetroda ta pracuje jako wzmacniacz końcowy nadajnika wieloczłonowego.

* * *

...Za pomocą magnetometrów przymocowanych do rakiet dokonano w ostatnich latach pomiarów natężenia pola geomagnetycznego. W wyniku tych doświadczeń stwierdzono w pobliżu równika geomagnetycznego istnienie prądów elektrycznych w warstwie E jonosfery. Zaobserwowane prądy płyną głównie na wysokościach poniżej 105 km. Dobowe zmiany geomagnetyzmu na powierzchni ziemi związane są ze zmianami prądów jonosferycznych.

Na wysokości od 80 do 100 km stwierdzono również istnienie w jonosferze ruchów poziomych (wiatrów). Prędkość tych wiatrów zawiera się najczęściej w granicach od 180 do 350 km/godz., dochodzi czasem do 1100 km/godz. Stwierdzono, że wiatry podlegają zmianom dobowym i sezonowym. Do badań tych używano nadajników impulsowych pracujących na częstotliwości 2,3 MHz, a też przy zastosowaniu efektu Dopplera, posługiwano się echami uzyskanymi od dróg meteorów.

* * *

...Do produkcji jonowych lamp prostowniczych dużej mocy używa się ostatnio cezu i to zarówno w katodzie jako materiału emitującego (mała praca wyjścia), jak i ośrodka gazowego (bardzo niski potencjał jonizacji). Dla zapewnienia właściwego ciśnienia par cezu — temperatura lamp musi być utrzymana w granicach ściśle określonych przez konstruktora.

* * *

...Przy poszukiwaniu nowych materiałów emitujących do dowy katod w lampach elektronowych wykryto korzystne właściwości emitujące węglików, barków i azotków: toru, cyrkonu, tytanu oraz tantalu. Węglik cyrkonu wykazał przy tym najlepsze właściwości. Daje on 40% emisji identycznej katody torowanej.